

Timo Hakala

WCDMA-tukiaseman päätevahvistimen lineaarisuustutkimus

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 19.4.1999

Työn valvoja



Prof. Pertti Vainikainen

Työn ohjaaja



DI Ossi Pöllänen

29 -04- 1999

TKK Sähkö- ja
tietoliikennetekniikan kirjasto
Olakaari 5 A
02150 ESPOO
20581

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

DIPLOMITYÖN TIIVISTELMÄ

Tekijä: Timo Hakala

Työn nimi: WCDMA-tukiaseman päätevahvistimen lineaarisuustutkimus

Päivämäärä: 19.4.1999

Sivumäärä: 76

Osasto: Sähkö- ja tietoliikennetekniikan osasto

Professuuri: S-26 Radiotekniikka

Työn valvoja: Prof. Pertti Vainikainen

Työn ohjaaja: DI Ossi Pöllänen

Diplomityö käsittelee WCDMA-tukiaseman päätevahvistimelle (tehovahvistimelle) asetettuja lineaarisuusvaatimuksia. Aihetta on lähestytty esittämällä aluksi perusteluita, miksi WCDMA-järjestelmässä tehovahvistimelta vaaditaan hyvää lineaarisuutta. Tähän liittyen on tutkittu vaihtuva- ja vakioverhokäyrien signaalien käyttäytymistä epälineaarisessa systeemissä.

Käytännön mittauksia varten suunniteltiin ja toteutettiin 40 dBm:n AB-luokan päätevahvistin, joka kattaa WCDMA-tukiaseman lähetyksikaistanleveyden (2,11 – 2,17 GHz). Tehovahvistimessa käytettiin tehotransistoreina LDMOS-transistoreita. LDMOS-transistoreiden ja BJT-transistoreiden ominaisuuksia on vertailtu työssä keskenään. Yleistä tehovahvistin-suunnittelua ja siihen liittyviä menetelmiä on myös käyty läpi. Kerrotuilla menetelmillä toteutetun vahvistinprototyypin tärkeimmät lineaarisuusominaisuudet mitattiin ja saatujen tulosten perusteella esitettiin arvioita vahvistimen soveltuvuudesta todelliseen WCDMA-tukiasemaan. WCDMA-järjestelmälle asetettuja ACPR-vaatimuksia ei prototyyppivahvistimella saavutettu. Mittaustulosten perusteella vaikuttaa välttämättömältä, että WCDMA-tukiaseman tehovahvistimessa käytetään jotain erityistä linearisointijärjestelyä.

Lopuksi työssä pohdittiin lyhyesti erilaisia linearisointimenetelmiä ja niiden mahdollista soveltuvuutta WCDMA-järjestelmään. Hieman tarkemmin tutkittiin mahdollisuutta parantaa prototyyppivahvistimen lineaarisuutta aktiivisella toimintapisteen säädöllä. Tähän liittyen tehtiin myös joitain mittauksia. Mittausten perusteella ei aktiivisella toimintapisteen säädöllä saavutettu huomattavaa parannusta vahvistinprototyypin lineaarisuuteen.

Avainsanat: Lineaarisuus, tehovahvistin, WCDMA, LDMOS, aktiivinen toimintapisteen säätö

HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
ABSTRACT OF THE MASTER'S THESIS

Author:	Timo Hakala		
Name of the thesis:	Linearity study of the WCDMA-basestation power amplifier		
Date:	19.4.1999	Number of pages: 76	

Faculty:	Electrical and Communications Engineering		
Professorship:	Radio Engineering		
Supervisor:	Prof. Pertti Vainikainen		
Instructor:	M. Sc. Ossi Pöllänen		

The subject of this thesis is to study linearity requirements of the WCDMA base station power amplifier. The criteria for the high linearity requirements have been introduced in the first section. The behaviour of the constant- and variable-envelope signals in a nonlinear system has been studied.

Prototype power amplifier has been designed and constructed. This prototype is a class AB power amplifier capable of 40 dBm output power and it operates at the bandwidth of the WCDMA basestation transmitter (2.11 – 2.17 GHz). Prototype power amplifier utilizes LDMOS transistors. Features of the LDMOS transistors have been compared with BJT transistors. Power amplifier design methodologies have been covered at general level. Prototype has been implemented using these methods and the most common linearity properties of the equipped amplifier have been measured. Based on the measurement results, the feasibility of the amplifier as a part of the WCDMA system has been evaluated. Prototype amplifier did not meet the ACPR requirements of the WCDMA system. So it seems necessary to use some kind of linearization method in WCDMA basestation power amplifier.

At the end of the thesis different kinds of linearization methods have been studied in brief. Their suitability for WCDMA system has been estimated. A little more effort has been given to the method called active bias arrangement. Some measurements have also been done concerning this method. According to the measurement results active bias arrangement does not improve linearity of the prototype amplifier remarkably.

Keywords: Linearity, power amplifier, WCDMA, LDMOS, active bias control

ALKULAUSE

Tämä diplomityö on aloitettu Nokia Telecommunicationsin (NTC) New Radio Systems (NRS) -yksikössä ja päätetty WCDMA-yksikössä. Varsinainen työpaikka on kuitenkin pysynyt koko ajan samana tapahtuneesta nimimuutoksesta huolimatta. Monet ihmiset ovat auttaneet minua työn eri vaiheissa ja haluankin kiittää teitä kaikkia avustanne.

Erityinen kiitos kuuluu työn ohjaajalle DI Ossi Pölläselle. Hän otti vastuun työn ohjaamisesta siinä vaiheessa, kun en itse tiennyt, miten olisin työssäni edennyt. Haluan myös kiittää työn valvojaa professori Pertti Vainikaista, joka on syksyn ja kevään kuluessa lukenut työtäni useaan otteeseen ja antanut paljon hyviä kommentteja ja korjausehdotuksia.

Työpaikkamme rennosta ilmapiiristä kuluu kiitos kaikille työtovereilleni. Työnteko meidän osastollamme on ollut hauskaa. Työhöni liittyviin ongelmiin olen saanut apua erityisesti tekniikan lisensiaatti Timo Knuuttilalta ja insinööri Toni Nefflingiltä. Timo on opastanut minua ainakin tuhannessa teoriaan ja käytäntöön liittyvässä ongelmassa. Tonin kanssa meillä on ollut pitkiä ja opettavaisia keskusteluita useista teoriakysymyksistä. Diplomityössä ehkä liiankin usein käyttämäni viite [5] tarkoittaakin lähes poikkeuksetta keskusteluita Ossin, Timon tai Tonin kanssa.

Kotijoukoissa DI Katja on jaksanut korjata kielioppivirheitä työstäni ja siitä hänelle kiitokset. Vielä enemmän hän ansaitsee kiitosta kärsivällisyydestään tämän välillä loputtomaltakin tuntuneen projektin aikana. Vanhemmilleni Seijalle ja Raunolle olen kiitollinen sekä kannustuksesta että taloudellisesta tuesta, jota olen saanut runsain mitoin koko opiskeluaikani.

Espoossa 19.4.1998



Timo Hakala

SISÄLLYSLUETTELO

DIPLOMITYÖN TIIVISTELMÄ.....	2
ABSTRACT OF THE MASTER'S THESIS	3
ALKULAUSE.....	4
SISÄLLYSLUETTELO.....	5
SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO.....	6
1 JOHDANTO	9
2 PERUSTEITA.....	11
2.1 WCDMA-signaali	11
2.2 WCDMA-signaalin modulointi.....	13
2.3 RF-tehovahvistin	15
2.4 Lineaarisuus	18
3 RF-TEHOVAHVISTIMEN SUUNNITTELU	24
3.1 Transistorin valinta.....	24
3.1.1 RF-tehotransistoriprosessit.....	24
3.1.2 LDMOS- ja BJT-transistorien vertailu.....	25
3.2 Käytetyt simulointimallit ja -menetelmät.....	28
3.3 Vahvistimen stabilointi	31
3.4 Vahvistimen sovittaminen.....	35
3.5 Suunniteltu vahvistin.....	39
4 TEHDYT LINEAARISUUSMITTAUKSET	47
4.1 Lineaarinen säröytyminen.....	47
4.2 AM-AM- ja AM-PM-epälineaarisuus.....	48
4.3 Kaksitaajuustesti	49
4.4 Viereisen kanavan tehosuhte (ACPR).....	51
5 AKTIIVINEN TOIMINTAPISTEEN SÄÄTÖ	55
5.1 Tehovahvistimen lineaarisuuden parantaminen	55
5.2 Aktiivisen toimintapisteen säädön periaate.....	56
5.3 Mittauksia.....	60
6 JOHTOPÄÄTÖKSET.....	64
KIRJALLISUUSVIITTEET	66
LIITE 1: MRF282Z-transistorin simulaatiomallin piirikaavio	68
LIITE 2: Vahvistimien piensignaali-S-parametrien mittauskytkenä.	69
LIITE 3: Yksiasteisen (MRF281Z-transistori) vahvistimen S_{11} - ja S_{22} -parametrit.....	70
LIITE 4: Yksiasteisen (MRF282Z-transistori) vahvistimen S_{11} -ja S_{22} -parametrit.....	71
LIITE 5: Kaksiasteisen vahvistimen S_{11} -ja S_{22} -parametrit.....	72
LIITE 6: AM-AM- ja AM-PM-mittauksessa käytetty mittauskytkenä.	73
LIITE 8: ACPR-mittauksessa käytetty mittauskytkenä.	75
LIITE 9: Kuva toteutetusta kolmeasteisesta vahvistimesta.	76

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

ω_c	Kantoaallon kulmanopeus
ω	Kulmanopeus
ϕ	Vaihe
η_{av}	Average Efficiency, keskimääräinen hyötysuhde.
ρ_{in}	Transistorin sisääntuloportin heijastuskerroin
ρ_S	Transistorilta generaattoriin päin näkyvä heijastuskerroin
ρ_L	Transistorilta kuormaan päin näkyvä heijastuskerroin
ρ_{out}	Transistorin ulostuloportin heijastuskerroin
μ	μ -stabiilisuusparametreja
μ'	
A	Amplitudi
C	Vakio
C_{ds}	Transistorin nielun ja lähteen välinen kapasitanssi
G	Vahvistus
I	IQ-modulaation vaihekomponentti, virta
I_d	Virta transistorin lähteen ja nielun välisessä kanavassa
$I_{d_{max}}$	Maksimivirta transistorin lähteen ja nielun välisessä kanavassa
I_{d_q}	Toimintapisteen nieluvirta
N	Erillisten datakanavien määrä
P_{1dB}	Yhden desibelin kompressiopiste
PAE	Power-Adder Efficiency, lisätyn tehon hyötysuhde
P_{DC}	Keskimääräinen käyttöjännitteestä otettu teho
P_{in}	Sisäänmenoteho
p_o	Hetkellinen ulostuloteho
P_{out}	Ulostuloteho
Q	IQ-modulaation kvadratuurikomponentti
S_{11}	S-parametreja
S_{21}	
S_{12}	
S_{22}	
t	Aika
t_d	Ryhmäkulkuaika
V	Jännite
V_{cc}	Käyttöjännite
V_{ds}	Transistorin nielun ja lähteen välinen jännite
$V_{ds_{max}}$	Transistorin nielun ja lähteen välinen läpilyöntijännite
V_{gs_q}	Toimintapisteen hila-lähde –jännite
V_i	Sisäänmenojännite
V_o	Ulostulojännite
x	Moduloitu signaali
x_I	Kantataajuinen I-haaran komponentti

x_Q	Kantataajuinen Q-haaran komponentti
Z_0	Referenssi-impedanssi
Z_{in}	Sisäänmenoimpedanssi
Z_L	Transistorilta kuormaan päin näkyvä impedanssi, kuormaimpedanssi
Z_{out}	Ulostuloimpedanssi
Z_S	Transistorilta generaattoriin päin näkyvä impedanssi

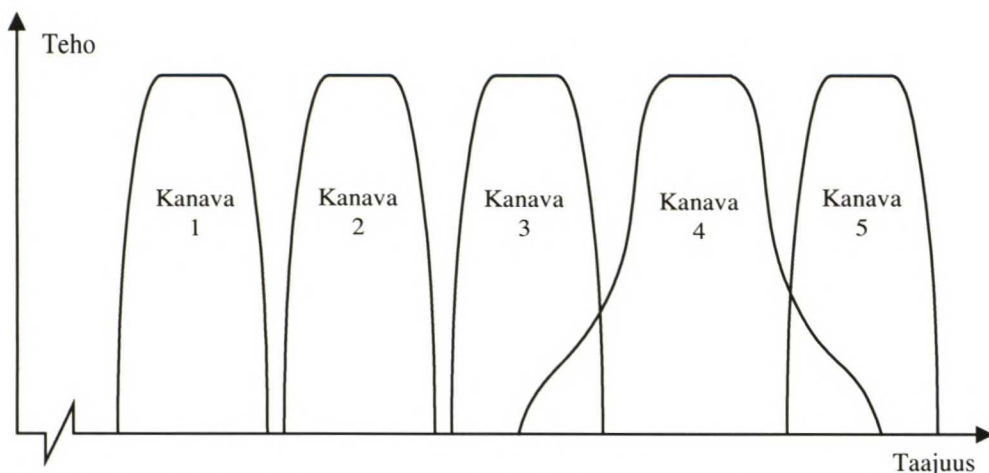
ACI	Adjacent Channel Interference, viereisen kanavan häiriö
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio, viereisen kanavan tehosuhte
AM	Amplitude Modulation, amplitudimodulaatio
ARIB	Association of Radio Industry Business, Japanin kansallinen standardointielin
BB	Base Band, kantataajuus
CDMA	Code Division Multiplex Access, koodijakoinen monikäyttö
DAC	Digital-to-analog Converter, digitaalianalogiamuunnin
DC	Direct Current, tasavirta
DSP	Digital Signal Processing, digitaalinen signaalinkäsittely
EER	Envelope Elimination And Restoration, eräs linearisointimenetelmä
ETSI	European Telecommunication Standards Institute, Euroopan Telealan Standardointi-instituutti
EVM	Error Vector Magnitude, virhevektorin pituus
FDMA	Frequency Division Multiplex Access, taajuusjakoinen monikäyttö
FET	Field-Effect Transistor, eräs transistorityyppi
G3PP	3rd Generation Partnership Project, WCDMA-järjestelmän standardoimiseksi käynnistetty yhteistyöprojekti
GMSK	Gaussian-Filtered Minimum Shift Keying, vakioverhokäyräinen vaihemodulaatiomenetelmä
GSM	Global System for Mobile Communications, laajalle levinnyt toisen sukupolven matkapuhelinstandardi
IIP ₃	Input Third Order Intercept Point, sisääntulon kolmannen kertaluvun leikkauspiste
IMD ₃	Third Order Intermodulation Distortion, kolmannen kertaluvun keskinäis-modulaatiosärö
IP ₃	Third Order Intercept Point, kolmannen kertaluvun leikkauspiste
IS-95	Amerikassa kehitetty toisen sukupolven matkapuhelinstandardi
ITU	International Telecommunication Union, Kansainvälinen Televiestintäliitto
LINC	Linear Amplification With Nonlinear Components, eräs linearisointimenetelmä
LUT	Look Up Table, arvotaulukko
NMT	Nordisk Mobiltelefon, lähinnä Pohjoismaissa käytetty ensimmäisen sukupolven matkapuhelinverkko
OIP ₃	Output Third Order Intercept Point, ulostulon kolmannen kertaluvun leikkauspiste
PA	Power Amplifier, tehovahvistin
PM	Phase Modulation, vaihemodulaatio
PSD	Power Spectral Density, spektritehoitiheys

QAM	Quadrature Amplitude Modulation, vaihetta ja amplitudia muokkaava modulaatio
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying, nelivaihemodulaatio
RF	Radio Frequency, radiotaajuus
TDMA	Time Division Multiplex Access, aikajakoinen monikäyttö
VCO	Voltage Controlled Oscillator, jänniteohjattu oskillaattori
WCDMA	Wideband Code Division Multiplex Access, ehdotus kolmannen sukupolven matkapuhelinjärjestelmän radiorajapinnaksi

1 JOHDANTO

Nykyisin käytössä olevien toisen sukupolven matkapuhelinjärjestelmien kapasiteetti ei ole riittävä edes lähitulevaisuuden tarpeita ajatellen. Operaattoreiden asiakasmäärät kasvavat nopeasti ja asiakkaat muuttuvat koko ajan vaativammiksi. Etenkin suurkaupunkeihin on vaikea saada nykyisillä järjestelmillä (esimerkiksi GSM ja IS-95) tarpeeksi kapasiteettia kaikille halukkaille käyttäjille. Nykyiset järjestelmät eivät myöskään sovellu nopeaan datasiirtoon, joita esimerkiksi internet- ja multimediapalvelut edellyttäisivät. Ratkaisuksi näihin haasteisiin kehitetään kolmannen sukupolven matkapuhelinjärjestelmiä. Euroopassa ja Japanissa ne perustuvat WCDMA- eli laajakaistaiseen koodijakoiseen monikäyttötekniikkaan. WCDMA-järjestelmän suurimmat kehittäjät Eurooppalainen ETSI (European Telecommunication Standards Institute) ja Japanilainen ARIB (Association of Radio Industry Business) yhdistivät standardointityönsä joulukuussa 1998 ja perustivat G3PP:n (3rd Generation Partnership Project), jonka tarkoituksena on varmistaa WCDMA-järjestelmälle yksi yhtenäinen standardi. Kehitteillä on kuitenkin muitakin kolmannen sukupolven matkapuhelinjärjestelmiä ja tässä vaiheessa näyttääkin jo varmalta, ettei Kansainvälisen Televiestintäliiton ITU:n (International Telecommunication Union) unelma yhdestä maailmanlaajuisesta standardista tule toteutumaan. Kehitteillä olevalla WCDMA-järjestelmällä on mahdollista saavuttaa huomattavasti nykyisiä järjestelmiä suorituskykyisempi matkapuhelinverkko, mutta sen toteuttaminen sisältää suuria teknisiä haasteita. Yksi tällainen haaste on tämän työn aiheena oleva tukiaseman päätevahvistin eli PA (power amplifier).

Ideaalinen lineaarinen vahvistin ainoastaan vahvistaa signaalia muuttamatta sitä muulla tavoin. Todellinen vahvistin ja etenkin päätevahvistin, josta käytetään yleisesti myös nimitystä tehovahvistin, vääristää signaalin amplitudia ja vaihetta vahvistamisen lisäksi. Tätä vääristymistä kutsutaan epälineaarisuudeksi. Kun signaali vääristyy, syntyy siihen taajuuskomponentteja, joita alkuperäisessä signaalissa ei ollut. Nämä uudet taajuuskomponentit voivat sopivasti sekoittuessaan häiritä sekä laitteen omaa signaalia että muiden käyttäjien signaaleita. Matkapuhelinjärjestelmässä tämä ilmenee muun muassa viereiselle radiokanavalle aiheutuneena häiriönä (Adjacent Channel Interference eli ACI). Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 1.1. Kuvan matkapuhelinjärjestelmässä sille varattu taajuusalue on jaettu viiteen erilliseen radiokanavaan, joista kanavassa neljä olevan signaalin spektri on levinnyt tehovahvistimen epälineaarisuuden vuoksi. Tällaista viereisen kanavan häiriötä aiheuttavat radiossa muutkin osat kuin tehovahvistin, mutta tehovahvistimen vaikutus kokonaisuuteen on selvästi merkittävin.



Kuva 1.1: Yksi radiokanavista häiritsee viereisiä kanaviaan.

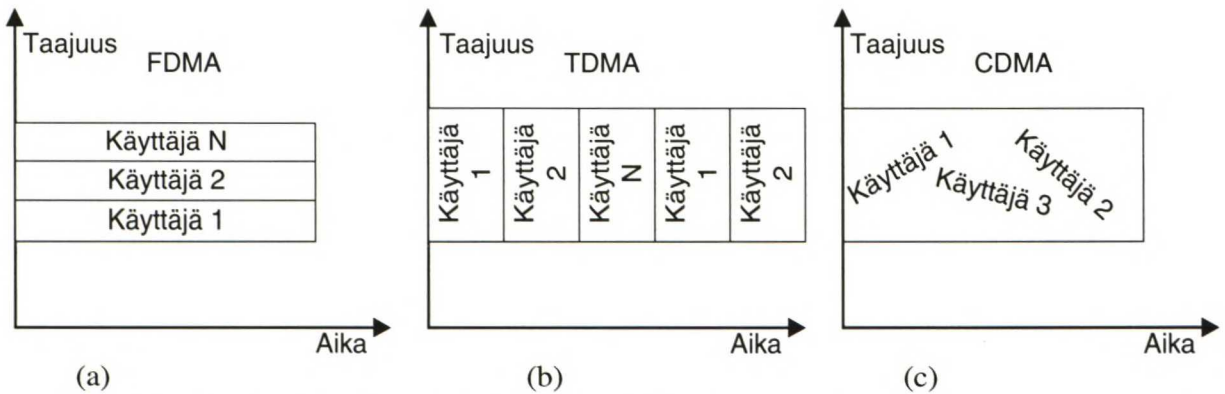
Vaatimukset nyt kehitettävän tehovahvistimen lineaarisuudelle ovat huomattavasti tiukemmat kuin GSM-tukiasemissa käytetyillä tehovahvistimilla, joista Nokialla on jo vuosien kokemus. Suurimmat syyt tiukoille lineaarisuusvaatimuksille ovat WCDMA-signaalin luonne ja käytetty modulaatiomenetelmä. Toisin kuin GSM-järjestelmässä, tässä järjestelmässä kaikki käyttäjät lähettävät signaaliaan samanaikaisesti, jolloin eri käyttäjien tuottamat signaalit joudutaan summaamaan yhteen. Näin saadaan tulokseksi signaali, jossa on suuria ja nopeita tehovaihteluita. Jotta käytettävissä oleva spektri saataisiin hyödynnettyä mahdollisimman tehokkaasti, käytetään WCDMA-järjestelmässä lineaarista nelivaihe- eli QPSK-modulaatiota (Quadrature Phase Shift Keying). QPSK-modulaatiossa lähetettävän signaalin amplitudi muuttuu ajan funktiona, kun taas nykyisissä järjestelmissä mm. GSM:ssä käytetyt kulmamodulaatiomenetelmät säilyttävät lähetetyn signaalin amplitudin lähes vakiona. Aiemmin on riittänyt, että tehovahvistin toimii lineaarisesti tietyllä kapealla tehoalueella. Koska tulevassa WCDMA-järjestelmässä edellä mainituista seikoista johtuen vahvistettavan signaalin amplitudi voi vaihdella paljonkin, täytyy myös tehovahvistimen toimia lineaarisesti koko tällä alueella. Tämä vaatimus vaikeuttaa vahvistinsuunnittelua huomattavasti.

WCDMA-tukiaseman tehovahvistimen lineaarisuusominaisuudet ja -vaatimukset muodostuvat monista toisistaan riippuvista asioista. Tässä työssä näitä asioita on lähestytty seuraavasti: Luvussa kaksi käydään läpi työhön oleellisesti liittyviä käsitteitä ja samalla esitetään perusteita WCDMA-järjestelmän tiukoille lineaarisuusvaatimuksille. Kolmannessa luvussa käsitellään tehovahvistimen suunnittelua. Neljännessä tehdään lineaarisuusmittauksia valmistetulle tehovahvistinprototyypille. Viidennessä luvussa on tutkittu mahdollisuutta parantaa prototyypin lineaarisuutta transistorin aktiivisen toimintapisteen säädön avulla.

2 PERUSTEITA

2.1 WCDMA-signaali

Koodijakoinen monikäyttö eli CDMA perustuu hajaspektritekniikkaan ja sillä jaetaan yhteinen siirtotie samanaikaisten käyttäjien kesken. Matkapuhelinverkossa yhteinen siirtotie on ilma. WCDMA-signaalin 3 dB:n kaistanleveys on 4,096 MHz. Kirjain W WCDMA-järjestelmässä viittaakin juuri tähän laajakaistaisuuteen ja sitä kautta saavutettuun suureen tiedonsiirtonopeuteen. Koodijakoisen monikäyttökäytännön eli CDMA:n ero ensimmäisen sukupolven NMT-verkossa käytettävään taajuusjakoiseen monikäyttökäytännön (FDMA) ja GSM-verkossa käytettävään aikajakoiseen monikäyttökäytännön (TDMA) on esitetty kuvassa 2.1.

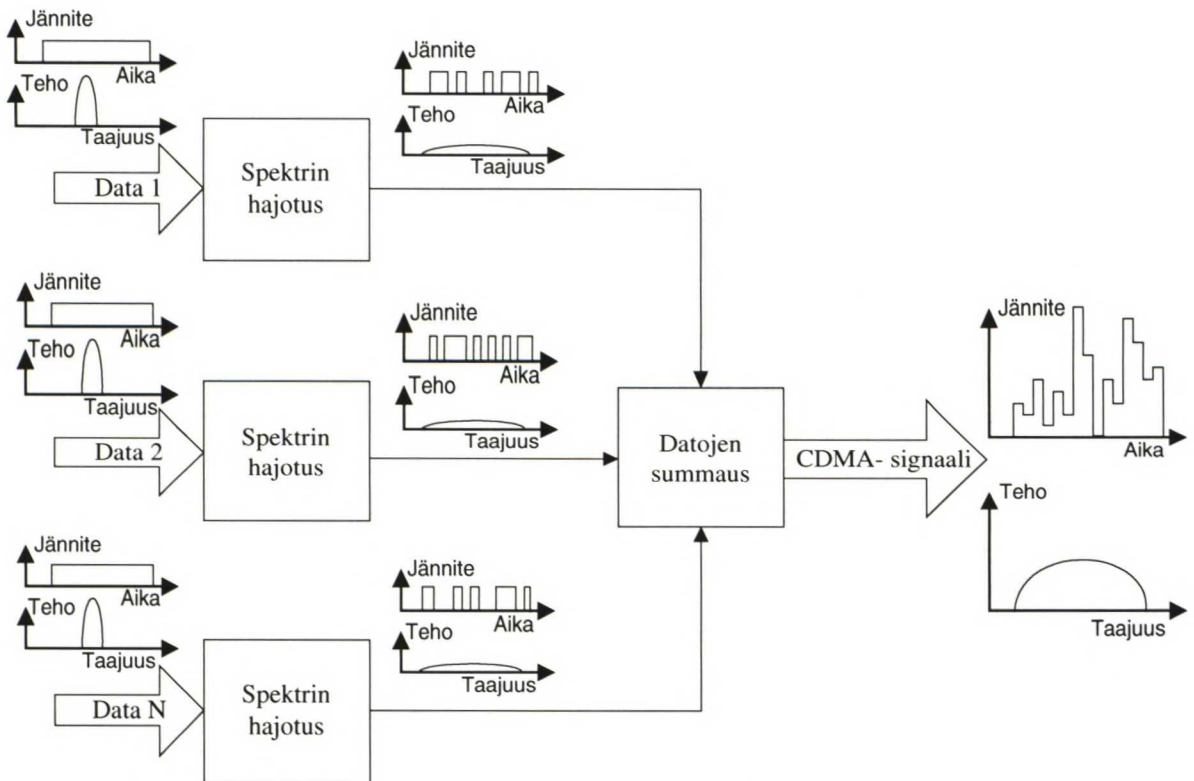


Kuva 2.1: FDMA- (a), TDMA- (b) ja CDMA-tekniikoiden (c) peruseriaatteet.

FDMA-tekniikassa jokaiselle käyttäjällä on käytössään oma taajuutensa koko yhteyden ajan. TDMA-tekniikassa useampi käyttäjä toimii samalla taajuudella, mutta lähettävät ja vastaanottavat jokainen eri aikaan. GSM-järjestelmä ei ole tarkasti ottaen puhdas TDMA-järjestelmä, koska siinä käytetään aikajaon lisäksi samanaikaisesti myös taajuusjakoa kapasiteetin lisäämiseksi. CDMA-tekniikassa tietylle käyttäjälle ei varata yksinään käyttöön määrättyä aika- tai taajuusresurssia, vaan kaikki käyttäjät toimivat samaan aikaan ja samalla taajuudella. Myöskin WCDMA-järjestelmässä käytetään koodijaon lisäksi taajuusjakoa, näin käytettävissä oleva 60 MHz:n taajuuskaista on jaettu vierekkäisiksi 5 MHz:n levyisiksi kanaviksi. Näin ollen kuvassa 2.1 (c) näkyvät käyttäjät ovat samalla 5 MHz:n kanavalla. [9]

Kuvassa 2.2 esitetään CDMA-signaalin muodostamista. CDMA-tukiasema lähettää kaikille N:lle käyttäjälle samanaikaisesti yhden bitin, joka on kaikilla arvoltaan 1. Yksittäisten käyttäjien lähettämien signaaleiden spektrit hajotetaan ennen eri signaalien yhdistämistä, mistä seuraa nimitys hajaspektritekniikka. Spektriä hajotettaessa lähetettävää hyötydataa muokataan paljon signaalinopeutta nopeammalla hajotuskoodilla, jolloin näin saadun signaalin kaistanleveys kasvaa paljon suuremmaksi kuin alkuperäisen informaation kaistanleveys. Jokaiselle signaalille käytetään omaa hajotuskoodiaan. Hajotuskoodit, kuten myös datakanavat, ovat keskenään synkronoituja. Hajottamisen jälkeen eri signaalit summataan yhteen. Kun summataan yhteen useita toisistaan riippumattomia signaaleita, saadaan kuvassa näkyvä laajakaistainen CDMA-signaali, jossa hetkellinen jännite vaihtelee suuresti ajan funktiona. Mitä enemmän summattavia signaaleita on sitä suurempia ovat tehovaihtelut. Tehoja-

kauma lähestyy Gaussin jakaumaa signaalien määrän kasvaessa. Koska eri signaaleille käytetyt hajotuskoodit ovat keskenään ortogonaalisia, voidaan vastaanotossa haluttu signaali poimia summasignaalista käyttämällä spektrin koostamisessa samaa hajotuskoodia kuin käytettiin spektrin hajottamisessa. Jos spektri levitetään eli hajotetaan esimerkiksi 100-kertaiseksi, lähetetään yhden bitin informaation välittämiseksi 100 bittiä. Ensi katsomalta vaikuttaa järjettömältä lähettää näin paljon "turhaa" informaatiota, mutta tarkemmin asiaa tarkasteltaessa osoittautuvat lähetetyt bitit tarpeellisiksi. Joidenkin asiantuntijoiden mukaan CDMA-tekniikalla on mahdollista saavuttaa perinteisempiin FDMA- ja TDMA- tekniikoihin verrattuna suurempi kapasiteetti, parantaa suorituskykyä eri toimintaympäristöissä, yksinkertaistaa taajuussuunnittelua ja parantaa tietoturvallisuutta [2].



Kuva 2.2: CDMA- signaalin muodostaminen N:n käyttäjän tapauksessa.

Suurempi potentiaalinen kapasiteetti, eli enemmän samanaikaisia käyttäjiä annetulla taajuuskaistalla, on tärkeä ominaisuus, koska helposti käytettävissä olevat radiotaajuuksudet ovat jo varsin ruuhkaisia. Toinen CDMA-tekniikan kapasiteettiin liittyvä etu on joustavuus. CDMA-tekniikassa rajalliset resurssit ovat signaalikohinasuhde ja hajotuskoodien määrä. Niin kauan kun signaalikohinasuhde on riittävä ja ortogonaalisia hajotuskoodia vapaana, voidaan tiedonsiirtokapasiteettia lisätä tai jakaa eri käyttäjien kesken halutulla tavalla. Käyttökelpoisten hajotuskoodien määrä riippuu koodin pituudesta ja koodin pituus puolestaan hajotuskertoimesta. Mitä enemmän alkuperäisen signaalin spektriä levitetään sitä enemmän on erilaisia käyttökelpoisia hajotuskoodia. CDMA-tekniikassa käytetään yleisesti hyväksi monitie-etenemistä. Saavutettu hyöty on suuri erityisesti kaupunkiympäristössä, missä monitie-eteneminen on runsasta. CDMA-tekniikalla on mahdollista saavuttaa etua myös häiriöllisessä ympäristössä. Voimakaskaan kapeakaistainen lähetys ei välttämättä häiritse hajaspektrilähetystä, koska se vaimenee spektriä koostettaessa. CDMA-järjestelmä ei myöskään itse häiritse ympäristöään niin pahasti kuin perinteinen kapeakaistainen signaali, koska sen spektritehotiheys on pieni. Pieni spektritehotiheys on seurausta tehon hajoamisesta suurelle taajuuskaistalle. Taajuussuunnittelu CDMA-verkossa on ainakin periaatteessa

hyvin yksinkertaista, sillä kaikki tukiasemat voivat toimia samalla taajuuskaistalla. Erillistä taajuussuunnittelua ei tarvita ja verkon rakennetta on tarvittaessa helppo muokata myöhemmin. Tästä saavutetaan myös se etu, että puhelin voi olla samanaikaisesti yhteydessä useampiin tukiasemiin. Hajaspektritekniikka on tietoturvan kannalta ylivoimainen muihin järjestelmiin verrattuna ja se onkin alunperin kehitetty sotilaskäyttöön. Kun spektri hajotetaan, niin samalla voidaan pienentää sen spektritehotiheyttä samassa suhteessa. Näin ollen vastaanotettaessa on mahdollista ilmaista huomattavasti kohinatason alapuolella oleva signaali. Ulkopuolisen on tällöin spektriä mittaamalla mahdotonta edes havaita minkäänlaisen lähetyksen olevan käynnissä. Vaikka ulkopuolinen huomaisikin lähetyksen, on lähetetyn informaation selvittäminen mahdotonta tuntematta käytettyä hajotuskoodia. Edellä lueteltuihin CDMA-tekniikan hyviin puoliin on syytä kuitenkin suhtautua varauksella, koska tämänhetkinen tieto perustuu pitkälti teoreettiseen tutkimukseen ja simulointeihin. Asioista ei edes tutkijoiden keskuudessa olla läheskään yksimielisiä.

2.2 WCDMA-signaalin modulointi

Modulaatiossa lähetettävä informaatio liitetään suuritaajuihin kanta-aaltoon. Moduloitaessa kanta-aallon amplitudia, vaihetta tai molempia muutetaan signaalin tahdissa modulaatiomenetelmän määräämällä tavalla. Moduloitu signaali voidaan aika-alueessa esittää kaavan (2.1) mukaisella yhtälöllä.

$$x(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.1)$$

missä $x(t)$ on moduloitu signaali, $A(t)$ on amplitudi, ω_c on kanta-aallon kulmanopeus, t on aika ja ϕ on vaihe.

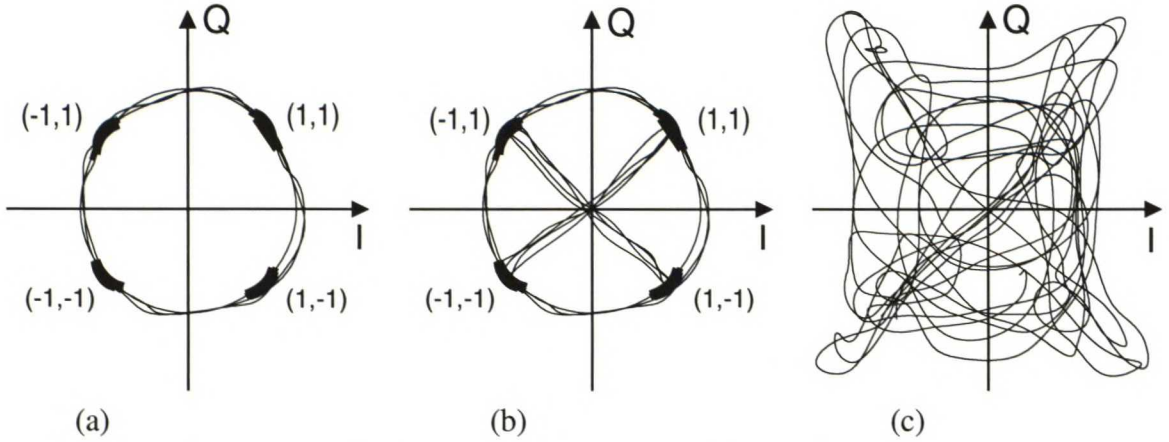
Jos $A(t)$ on vakio, sanotaan modulaation olevan vakioverhokäyräinen. Muussa tapauksessa modulaatio on vaihtuvaverhokäyräinen [9]. GSM-järjestelmässä käytetään vakioverhokäyräistä GMSK-modulaatiota ja WCDMA-järjestelmässä vaihtuvaverhokäyräistä QPSK-modulaatiota. Periaatteessa myös QPSK-modulaatio olisi vakioverhokäyräinen, jos sillä olisi käytettävissään riittävä kaistanleveys. Käytännön tietoliikenteessä signaalien kaistanleveydet ovat kuitenkin erittäin rajoitettuja. WCDMA-järjestelmässä yksittäisten kanavien QPSK-moduloidut signaalit summataan yhteen, jolloin saadaan lähetettävä WCDMA-signaali. Tämä näin saatu signaali muistuttaa monitasoista QAM-modulaatiota ja sisältää voimakkaita tehovaihteluita. Monitasoisella modulaatiolla voidaan annettu spektri käyttää paljon tehokkaammin hyödyksi kuin vakioverhokäyräisellä modulaatiolla. Tästä syystä sitä käytetään, vaikka se vaikeuttaa tukiaseman suunnittelua. Yleisesti ottaen modulaatiomenetelmää valittaessa joudutaan tekemään kompromissi spektritehokkuuden ja vakioverhokäyräisyyden välillä [9].

Kaikkiin näihin modulaatioihin voidaan liittää käsite symboli. Symbolilla tarkoitetaan aaltomuotoa, joka vastaa kyseisessä modulaatiossa yhtä tai useampaa bittiä. Sekä ajatuksellisesti että näiden modulaatioiden käytännön toteutuksen kannalta on usein hyödyllistä ajatella symboleiden muodostuvan kahden keskenään ortogonaalisen funktion summasta, jolloin saadaan käsite konstellaatiodiagrammi. Tällaisia funktioita ovat keskenään sini- ja kosinifunktio, jotka ovat käytössä käytännön IQ-modulaattoreissa. Sinin muodostamaa osaa summasignaaliin kutsutaan kvadratuurikomponentiksi (Q-haaran komponentti) ja kosinin muodostamaa vaihekomponentiksi (I-haaran komponentti). I- ja Q-haaran komponentteja käyttäen voidaan moduloitu signaali aika-alueessa ilmoittaa kaavalla (2.2).

$$x(t) = x_I(t) \cdot \cos(\omega_c t) + x_Q(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (2.2)$$

missä $x_I(t)$ ja $x_Q(t)$ ovat kantataajuiset I- ja Q-haaran komponentit [9].

Konstellaatiodiagrammin kunkin pisteen voi halutessaan ajatella yhtenä kompleksilukuna, mikä usein yksinkertaistaa laskuja. Edellä mainittujen modulaatioiden konstellaatiodiagrammit on esitetty kuvassa 2.3. Nämä konstellaatiodiagrammit kuitenkin muuttuisivat selvästi, jos kuvissa huomioitaisiin todellisen kanavasuodatuksen vaikutus.



Kuva 2.3: (a) GMSK-, (b) QPSK-modulaatio ja (c) WCDMA-signaali.

Ehto signaalin vakioverhokäyräisyydelle voidaan määritellä kaavassa (2.3) esitetyllä tavalla.

$$x_I(t)^2 + x_Q(t)^2 = C \quad (2.3)$$

missä C tarkoittaa vakiota.

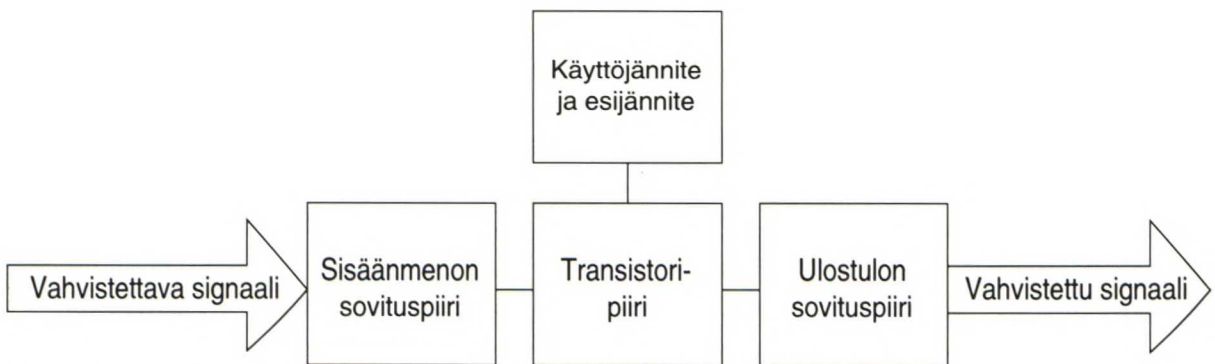
On helppo havaita kuvaa 2.3 (a) katsomalla, että GMSK-modulaatio täyttää kaavan (2.3) vakioverhokäyräisyysehdon. Tehollisesti yhteenlaskettujen I- ja Q-haarojen summa on vakio konstellaatiopisteiden lisäksi myös konstellaatiopisteiden välisissä siirtymissä. QPSK-modulaatiossa (kuva 2.3 (b)) konstellaatiopisteet ovat kuten GMSK-modulaatiossakin, mutta vastakkaisesta konstellaatiopisteestä toiseen siirrytään suoraan, ei välitilojen kautta [1]. Tästä johtuen signaali ei enää ole vakioverhokäyräinen. WCDMA-signaalissa summataan useita eri käyttäjien signaaleita, joissa jokaisessa on vielä oma tehonsäätönsä. Näin saadaan kuvan 2.3 (c) mukainen signaali, jossa ei ole olemassa enää selviä konstellaatiopisteitä. Jos konstellaatiopistekäsitettä halutaan yhä edelleen käyttää, joudutaan konstellaatiokuvio määrittämään uudestaan aina tehosäädön muuttuessa. Osa tällaisista hetkellisistä konstellaatiopisteistä on hyvinkin kaukana origosta eli ajoittain signaalin hetkellinen jännite muodostuu erittäin suureksi. Näin saatu signaali on siis kaikkea muuta kuin vakioverhokäyräinen. Tehovahvistimelle asetettavat vaatimukset riippuvat paljon signaalin hetkellisen huipputehon ja keskimääräisen tehon suhteesta. Tätä suuretta kutsutaan huippukertoimeksi (crest factor). WCDMA-signaalin huippukerroin riippuu suoraan käyttäjien määrästä, jota merkitään N :llä. Yksittäisistä käyttäjistä muodostunut summasignaali on binomijakautunut. Tällaisen signaalin keskimääräinen teho eli varianssi on N ja maksimiteho on N^2 . Huippukerroin voidaan näin laskea kaavalla (2.4).

$$CF = 10 \cdot \log\left(\frac{N^2}{N}\right) = 10 \cdot \log(N) \quad (2.4)$$

Jos oletetaan käyttäjien määräksi 50, saadaan huippukertoimeksi noin 17 dB. Todellinen huippukerroin on kuitenkin vielä tätäkin suurempi. Koska jo yksittäisellä QPSK-moduloidulla signaalilla on oma 0 dB:stä eroava huippukertoimensa, pitää se huomioida koko signaalin huippukerrointa määritettäessä. WCDMA-signaalilla, jossa on vain yksi koodikanava, huippukerroin on noin 5,5 dB [21]. Tehovahvistimen kannalta suuri huippukerroin tarkoittaa sitä, että vahvistimen pitää toimia erittäin laajalla tehoalueella. Tosin vielä ei ole varmuutta siitä, miten signaalin leikkaaminen huippukertoimen osoittamaa arvoa pienemmäksi vaikuttaa järjestelmän suorituskykyyn. Todennäköisesti signaalia voi leikata melko tuntuvasti, koska suorituskyvyn kannalta itse huippukerroin ei ole niin merkittävä suure kuin signaalitehon todennäköisyysjakauma [21]. Todennäköisyys sille, että hetkellinen teho on huippukertoimen osoittama maksimiteho on hyvin pieni ($=1/2^N$), jos käyttäjiä on paljon. Todennäköisyyttä on mahdollista pienentää vielä entisestäänkin valitsemalla hajotuskoodit sopivasti. Tästä syystä vähäisestä signaalin leikkautumisesta aiheutunut huononnuks BER:iin jää luultavasti vähäiseksi. Oleellista onkin löytää sopiva arvo sille, kuinka paljon signaalia on järkevää leikata. Varsinainen signaalin leikkaaminen on parempi toteuttaa DSP:llä kantataajuiselle digitaalisignaalille kuin antamalla tehovahvistimen kompressoitua, koska tehovahvistin kompressoituessaan säröyttää signaalia ja siten muun muassa aiheuttaa signaalin spektrin leviämistä.

2.3 RF-tehovahvistin

Yleisesti tarkastellen kaikki RF- ja mikroaaltovahvistimet, aina esivahvistimesta tehovahvistimeen, rakentuvat kuvan 2.4 mukaisista toiminnallisista osista. Tarvittaessa kuvassa esitettyjä vahvistimia voidaan kytkeä useita peräkkäin haluttujen ominaisuuksien saavuttamiseksi.



Kuva 2.4: Yksiasteisen mikroaaltovahvistimen toiminnalliset osat.

Transistori on vahvistimessa aktiivinen eli signaalia vahvistava osa. Transistori ottaa toimintaansa tarvittavan virran ja jännitteen käyttöjännitteestä. Käyttöjännitteestä otetun jännitteen ja virran avulla transistori myös asetetaan haluttuun toimintapisteeseen eli esijännitetään (biasoidaan). Sisäänmenon ja ulostulon sovituspiirien avulla muunnetaan transistorilta näkyvät impedanssit halutuiksi. Sekä esijännite- että sovituspiirejä käytetään vahvistimen stabiilisuuden varmistamisessa.

Vahvistinta joudutaan tarkastelemaan tehovahvistimena, kun signaalitaso on niin suuri, ettei vahvistimen toimintapisteen voida enää olettaa pysyvän vakiona signaalista riippumatta. Tehovahvistimen pohjimmainen tehtävä on vahvistaa signaalin taso riittävän suureksi, jotta yhteysvälillä tapahtuneen vaimenemisen ja häiriintymisen jälkeenkin signaali on riittävän voimakas vastaanottajan ilmaistavaksi. Se, mikä lähetysteho on riittävä, vaihtelee mW-luokassa toimivista radio-ohjattavista leluista aina joissain radiolähetyksissä käytettyihin MW-luokan lähettämiin. Tässä työssä tutkittavan tukiaseman keskimääräinen lähetysteho on noin 20 W, mutta vaadittu hetkellinen huipputeho on paljon suurempi.

Koska tehovahvistimissa käsiteltävät tehotasot ovat huomattavia, on myös vahvistimen hyötysuhde merkittävä tekijä. Vahvistimen keskimääräinen nieluhyötysuhde voidaan määrittellä kaavassa (2.5) esitetyllä tavalla.

$$\eta_{av} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\int p_o(t) dt}{\int V_{cc} \cdot I(t) dt} \quad (2.5)$$

missä $p_o(t)$ on vahvistimesta saatava hetkellinen ulostuloteho,
 V_{cc} on käyttöjännite,
 $I(t)$ on käyttöjännitteestä otettu hetkellinen virta,
 P_{out} on keskimääräinen ulostuloteho ja
 P_{DC} on keskimääräinen käyttöjännitteestä otettu teho.

Hyötysuhteesta puhuttaessa voidaan tarkoittaa myös lisätyn tehon hyötysuhdetta, josta käytetään lyhennettä *PAE*. *PAE*:ssa huomioidaan myös vahvistimeen sisääntulevan signaalin teho ja se voidaan laskea keskimääräisestä hyötysuhteesta kaavalla (2.6).

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \eta_{av} \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (2.6)$$

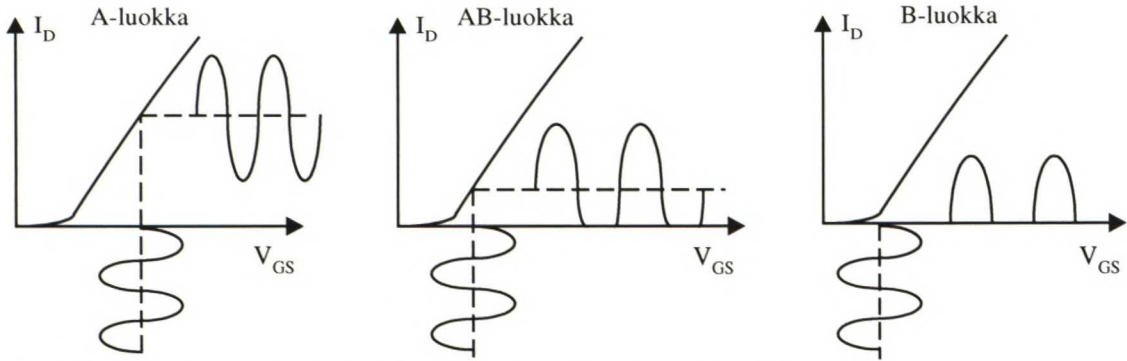
missä G tarkoittaa vahvistimen vahvistusta ja P_{in} keskimääräistä sisäänmenotehoa.

Kuten kaavasta (2.6) on helppo havaita lähestyvät *PAE* ja η_{av} toisiaan vahvistuksen kasvaessa.

Huonosta hyötysuhteesta aiheutuvat haitat ovat lisääntynyt tehontarve ja hukkatehosta aiheutunut lämpö. Matkapuhelimessa tehovahvistin on yksi merkittävä tehonkuluttaja, joten hyötysuhteen hyvyys tai huonous näkyy suoraan myös akkujen kestossa. Tukiasemassa, jossa lähetystehot ovat korkeampia, suurimmaksi ongelmaksi muodostuu lämpö. Koska komponenttien lämmönkestot ovat rajallisia, joudutaan jäähdyttämiseen kiinnittämään huomiota. WCDMA-järjestelmässä hyötysuhde on vielä paljon suurempi ongelma kuin GSM-järjestelmässä. Ongelmaa pahentavat signaalissa ilmenevät suuret tehovaihtelut, koska vahvistin joudutaan nyt esijännittämään huipputehojen mukaan. GSM-tehovahvistimessa, missä keskimääräinen teho ja huipputeho ovat kutakuinkin samat, voidaan vahvistin esijännittää toimimaan jatkuvasti melkein maksimi antoteholla.

Yleisesti ottaen hyvää lineaarisuutta ja hyötysuhdetta on mahdotonta saavuttaa samanaikaisesti. Transistorin toimintapisteestä riippuen jaetaan vahvistimet A-, AB-, B- ja C-toiminta-

luokkiin. Kuvassa 2.5 on esitetty luokkiin A, AB ja B esijännitetyin FET-transistorin nielun virta sisääntulevan sinisignaalin funktiona.



Kuva 2.5: Luokkiin A, AB ja B esijännitetty FET-transistori.

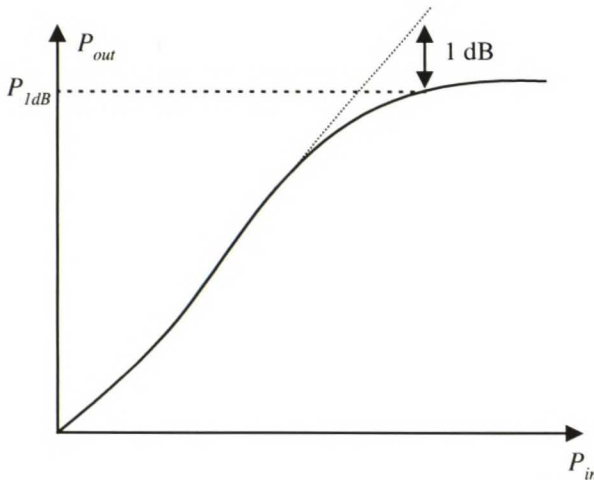
A-luokassa toimiessaan virta kulkee transistorin läpi koko ajan, jolloin transistorin nielun virta on verrannollinen hilan ja lähteen väliseen jännitteeseen. A-luokassa signaalin vahvistuminen on lineaarisinta, mutta hyötysuhde on kaikkein huonoin. Teoriassa sinimuotoiselle signaalille hyötysuhde voi olla enintään 50% ja käytännössä se on yleensä paljon huonompi. Kun esijännitettä V_{GSq} lasketaan sen verran, ettei nielulla kulje virtaa koko signaalin jaksonaika, toimitaan AB-, B- tai C-luokassa. AB-luokassa transistorin nielun läpi kulkee virtaa yli puolet, B-luokassa tasan puolet, C-luokassa alle puolet signaalin jaksonajasta. Kuten kuvasta nähdään vahvistin ei enää B-luokassa kuluta tehoa, jos vahvistettavaa signaalia ei syötetä sisääntuloon. Teoreettiset maksimihyötysuhteet sinisignaaleille ovat B-luokassa 78,5% ja C-luokassa 100% [6]. Tosin silloin kun C-luokan vahvistin saavuttaa hyötysuhteen 100%, ei transistori ole johtavassa tilassa missään vaiheessa signaalin jaksonaikana ja näin vahvistimesta ulostuleva tehokin on nolla. AB-, B- ja C-luokan vahvistimista saatavat signaalit eivät välttämättä ole niin epälineaarisia kuin kuvien transistorien käyttäytymisestä voisi luulla. Transistorin nielulle sijoitetulla oikeanlaisella suodatuksella vahvistimesta lähtevä virta ja saadaan kutakuinkin alkuperäisen muotoiseksi. B-luokan vahvistin toteutetaan usein push-pull -vahvistinratkaisulla, jolloin vahvistinaste koostuu kahdesta aina puolijakson kerrallaan johtavasta transistorista.

WCDMA-järjestelmän tiukat lineaarisuusvaatimukset sulkevat käytännössä pois muut vaihtoehdot kuin A- ja AB-luokan vahvistinratkaisut. Johtuen WCDMA-signaalin valtavista tehovaihteluista, vahvistinta ei ole mahdollista esijännittää toimimaan A-luokassa hetkellisillä huipputehoilla. Vahvistimen toimintaluokka muuttuu siis näin ollen vahvistettavasta signaalista riippuen. Ratkaistavaksi jää ongelma, millä tehotasolla vahvistimen annetaan siirtyä A-luokasta AB-luokkaan.

2.4 Lineaarisuus

Systeemi on lineaarinen, jos sen siirtofunktio ei riipu sisääntulevan signaalin tasosta. Tarkasti ottaen tätä ehtoa eivät täytä mitkään elektroniikan komponentit. Kuitenkin joitain komponentteja, kuten vastuksia ja kondensaattoreita, pidetään yleisesti lineaarisina piirin toiminnan analysoimisen helpottamiseksi. Samanlainen pieni tahallinen virhe tehdään suunniteltaessa piensignaali vahvistinta s-parametrejä käyttäen. Tehovahvistinta käsiteltäessä lineaarisuusoletuksesta joudutaan luopumaan, koska oletuksesta aiheutunut virhe kasvaisi kohtuuttoman suureksi. Joidenkin komponenttien, kuten sekoittimen, toiminta perustuu epälineaarisuuden hyödyntämiseen, mutta tehovahvistimessa ja varsinkin WCDMA-tehovahvistimessa epälineaarisuus on erittäin haitallista.

Kuvassa 2.6 on esitetty kuvitellun epälineaarisen tehovahvistimen AM-AM-säröytyminen. AM-AM-käyrä kuvaa sisäänmeno- ja ulostulosignaalin tehojen välistä riippuvuutta, joten ideaaliselle vahvistimelle sen kuvaaja olisi suora viiva. Kuvaan on myös merkitty vahvistimen kompressoitumista ilmaiseva yhden desibelin kompressiopiste P_{1dB} . P_{1dB} ilmoittaa sen ulostulotehon, jolla vahvistus on pienentynyt 1 dB:n verran piensignaaliarvostaan.



Kuva 2.6: Kuvitellun vahvistimen AM-AM-säröytyminen.

AM-AM-käyrää voidaan approksimoida kaavan (2.7) mukaisella sarjakehitelmällä, jos systeemi oletetaan muistittomaksi eli taajuusriippumattomaksi [3]. Kaavassa on sisäänmeno- ja ulostulotehojen sijaan käytetty vastaavia jännitteitä (V_i ja V_o), jotka saadaan tehoista laskeksi, kun impedanssitason arvot ovat tunnetut.

$$V_o = k_1 \cdot V_i + k_2 \cdot V_i^2 + k_3 \cdot V_i^3 + \dots \quad (2.7)$$

Jos systeemi olisi lineaarinen, kaikki k_i -kertoimet olisivat nollia lukuun ottamatta kerrointa k_1 , joka kertoisi suoraan vahvistuksen. On myös aiheellista huomata, ettei reaalikertoimien yhtälö (2.3) huomioi AM-PM-säröytymistä eli vahvistetun signaalin vaiheen käyttäytymistä sisääntulevan signaalitason funktiona. Jos kertoimet oletetaan kompleksiluvuiksi, saadaan malliin sisällytettyä ainakin jonkin tasoinen AM-PM-riippuvuus [8]. Teoriassa täysin toimivaa AM-PM-mallia ei ole mahdollista toteuttaa pelkällä sarjakehitelmällä [3].

Vahvistimen epälineaarisuutta voidaan mallintaa kaavan (2.7) mukaisella sarjakehitelmällä, johon on otettu mukaan sarjakehitelmän kolme ensimmäistä termiä. Malliin syötetään sisäänmenosignaali vakiotaajuista sinisignaalia. Näin V_i :lle saadaan kaavan (2.8) mukainen yhtälö.

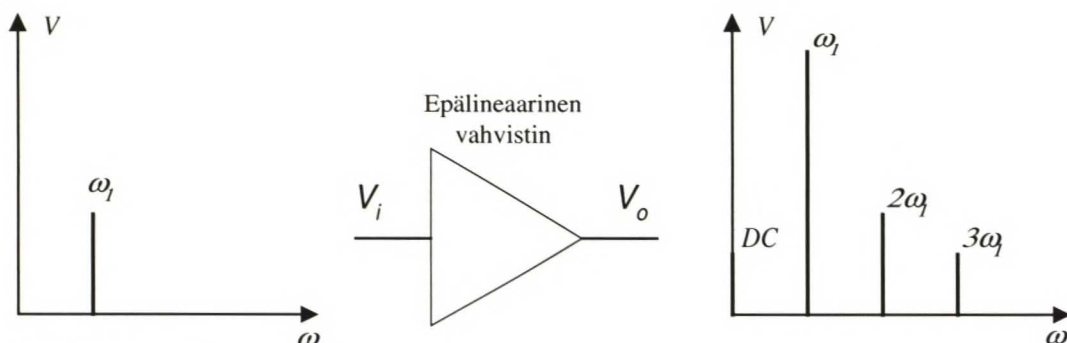
$$V_i = A \cdot \cos(\omega_1 t) \quad (2.8)$$

missä A on amplitudi, ω on kulmanopeus ja t on aika.

Kun kaavan (2.8) V_i sijoitetaan kaavaan (2.7) saadaan vahvistimesta ulostulevaksi signaaliksi kaavassa (2.9) esitetty V_o .

$$\begin{aligned} V_o &= k_1 A \cdot \cos(\omega_1 t) + k_2 A^2 \cdot \cos^2(\omega_1 t) + k_3 A^3 \cdot \cos^3(\omega_1 t) \\ &= \frac{1}{2} k_2 A^2 + (k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3) \cdot \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cdot \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cdot \cos(3\omega_1 t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Kuten yhtälöstä (2.9) voidaan todeta, on vahvistimen ulostulosignaaliin V_o syntynyt epälineaarisuuden seurauksena uusia taajuuskomponentteja. Nämä uudet taajuudet ovat, tasavirta-komponenttia lukuun ottamatta, sisäänsyötetyn signaalin V_i taajuuden monikertoja eli harmonisia taajuuksia. Tilanne on esitetty kuvassa 2.7. Yksi lineaarisuuden mittaamiseen käytetty suure on harmoninen särö, jolloin mitataan perustaajuuden ja valitun särökomponentin suhdetta.



Kuva 2.7: Yksittäisen sinisignaalin säröytyminen epälineaarisessa vahvistimessa.

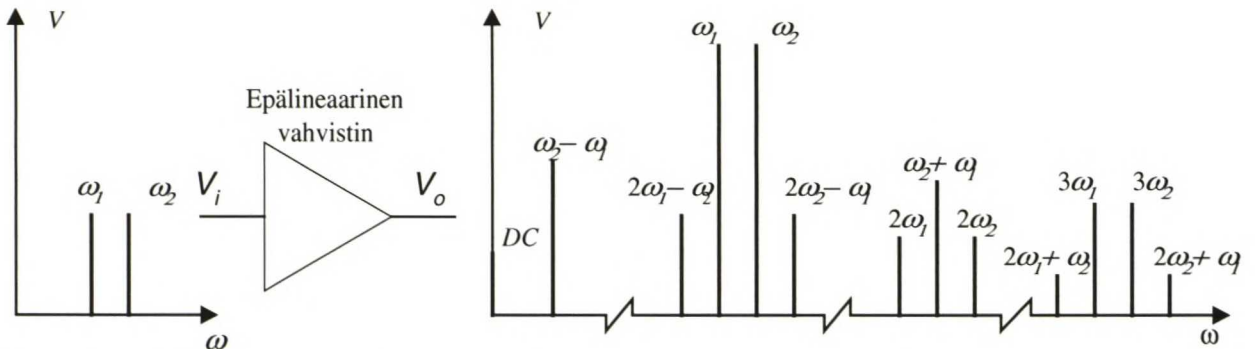
Kuvasta huomataan, että säröytymisestä aiheutuneet taajuudet ovat kaukana halutusta hyötysignaalista, kun sisäänmenosignaalina on yksittäinen sinisignaali. Tästä johtuen halutut taajuudet on kohtuullisen helppo suodattaa tarvittaessa pois. Tilanne muuttuu kuitenkin huomattavasti hankalammaksi, jos sisäänmenevänä signaalina on kaavan (2.10) mukaisesti kaksi toisiaan läheisillä taajuuksilla olevaa sinisignaalia. Tällaista testisignaalia käytetään niin kutsutussa kaksitaajuustestissä, jolla tutkitaan kolmannen kertaluvun särökomponentteja.

$$V_i = A \cdot (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) \quad (2.10)$$

Kun kaavan (2.10) signaali syötetään kaavan (2.7) epälineaariseen malliin, saadaan kaavassa (2.11) esitetty säröytynyt signaali. Kuten kaavasta (2.11) huomataan, muodostuu särökomponentteja paljon vaikkei epälineaarisuuden mallinnuksessa käytetty kuin kolmannen asteen sarjakehitelmää ja sisään menevä signaali koostui ainoastaan kahdesta sinisignaalista.

$$\begin{aligned}
V_o = & k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3) \cos(\omega_1 t) \\
& + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3) \cos(\omega_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2) \\
& + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos(2\omega_1 t) \\
& + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos(2\omega_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\
& + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos(3\omega_1 t) + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos(3\omega_2 t)
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Säröytynyt signaali on esitetty kuvassa 2.8. Kuvasta nähdään vahvistimen ulostulosignaalin koostuvan tasavirtakomponentista, perustaajuuksista ω_1 ja ω_2 , perustaajuuksien harmonisista komponenteista $2\omega_1$, $2\omega_2$, $3\omega_1$ ja $3\omega_2$ sekä keskinäismodulaatiokomponenteista. Keskinäismodulaatiokomponenteista erityisen haitallisia ovat kolmannen kertaluvun särökomponentit $2\omega_1 - \omega_2$ ja $2\omega_2 - \omega_1$, koska ne ovat taajuuksiltaan lähellä perustaajuisia signaalikomponentteja ja siten voivat häiritä joko oman tai viereisen kanavan signaalia. Lisäksi kolmannen kertaluvun särökomponenttien suodattaminen on käytännössä mahdotonta johtuen pienestä taajuuserosta perustaajuuksiin nähden.



Kuva 2.8: Kahden sinisignaalin säröytyminen epälineaarisessa vahvistimessa.

Tietoliikennesovellutuksissa on erityisen kiinnostavaa, miten erilaiset modulaatiot säröytyvät epälineaarisessa systeemissä. Vakio- ja vaihtuvavervokäyräinen modulaatio käyttäytyvät erilailla kulkiessaan epälineaarisessa systeemin läpi. Kaavassa (2.1) esitetty modulaatio on vakiovervokäyräinen, jos oletetaan $A(t)$:n olevan vakio. Kun moduloitu signaali syötetään kaavan (2.7) epälineaariseen malliin, saadaan kaavassa (2.12) esitetyt kolmannen kertaluvun särötulokset.

$$\begin{aligned}
V_o = & \dots + k_3 A^3 \cdot \cos^3(\omega_c t + \phi(t)) + \dots \\
= & \dots + \frac{k_3 A^3}{4} \cdot \cos(3\omega_c t + 3\phi(t)) + \frac{3k_3 A^3}{4} \cdot \cos(\omega_c t + \phi(t)) + \dots
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Kaavasta (2.12) nähdään, että vakiovervokäyräisen modulaation tapauksessa, säröytyneen signaalin spektri säilyy muuttumattomana alkuperäisen signaalin ω_c :n läheisyydessä. Kun

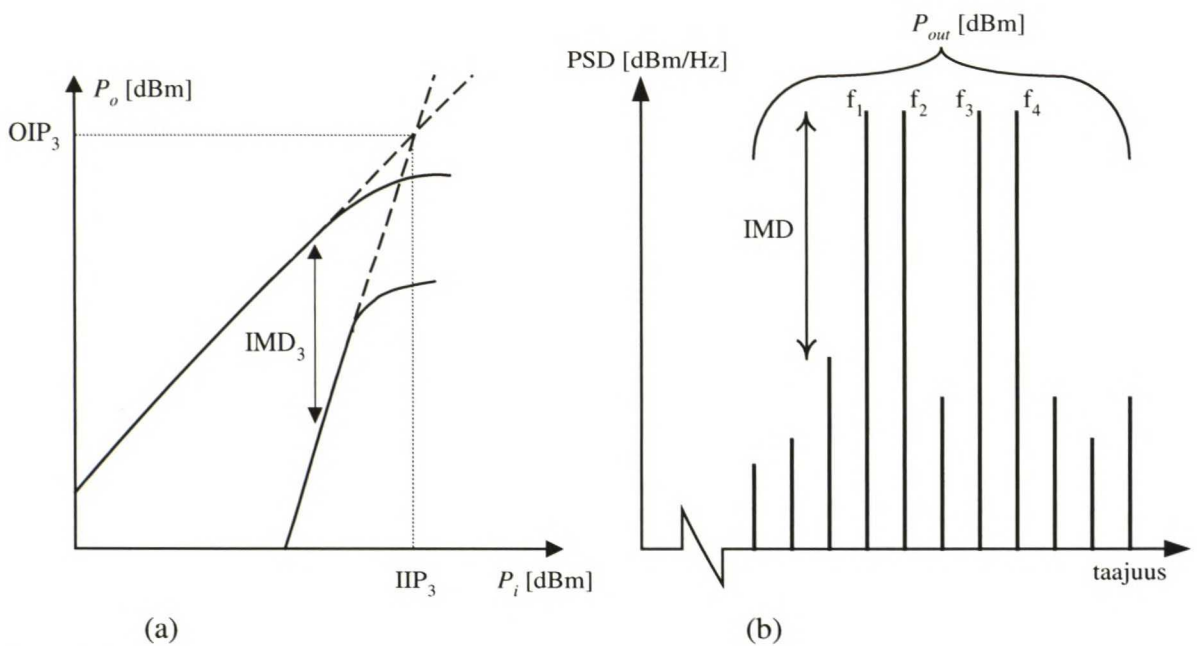
kaavaan (2.7) syötetään kaavan (2.2) potentiaalisesti vaihtuvaverhokäyräinen modulaatio, saadaan kolmannen kertaluvun särökomponenteiksi kaavassa (2.13) esitetyt termit.

$$\begin{aligned} V_o &= \dots + k_3 \cdot [x_I(t) \cdot \cos(\omega_c t) - x_Q(t) \cdot \sin(\omega_c t)]^3 + \dots \\ &= \dots + k_3 x_I^3(t) \frac{\cos(3\omega_c t) + 3\cos(\omega_c t)}{4} - k_3 x_Q^3(t) \frac{-\cos(3\omega_c t) + 3\sin(\omega_c t)}{4} + \dots \end{aligned} \quad (2.13)$$

Kaavasta (2.13) nähdään, että yleisessä tapauksessa säröytyneillä x_I^3 :lla ja x_Q^3 :lla on alkupe-
räisestä eroava spektrikomponentti ω_c :n kohdalla. Koska näillä komponenteilla on yleensä
leveämpi spektri kuin x_I :llä ja x_Q :lla, vaihtuvaverhokäyräisen signaalin spektri leviää säröy-
tyessään. Jos tarkastellaan kaavan (2.2) modulaation erikoistapausta, jossa x_I ja x_Q ovat it-
seisarvoltaan yhtä suuria ja niiden välillä on 90° :n asteen vaihesiirto, saadaan tulokseksi
kaavassa (2.12) esitetyt tulokset. Tällaisessa erikoistapauksessa kyseessä on vakioverho-
käyräinen modulaatio. [9]

Kolmannen kertaluvun säröä käytetään yleisesti yhtenä lineaarisuuden mittana määrittämällä
kolmannen kertaluvun leikkauspiste eli IP_3 (Third Order Intercept Point, josta käytetään
myös lyhennettä TOI). Kolmannen kertaluvun leikkauspisteellä tarkoitetaan sitä ulostulote-
hoa, jolla perustaajuisen komponentin ja kolmannen kertaluvun särökomponentin teho on
yhtä suuri. Todellisuudessa näin ei tapahdu, vaan vahvistimen ulostuloteho kompressoituu jo
huomattavasti pienemmällä tehotasolla. Niinpä IP_3 joudutaan määrittämään ekstrapoloimalla
eri komponenttien käyttäytymistä pienemmillä tehotasoilla [4]. IP_3 voidaan ilmoittaa joko
vahvistimeen sisääntulevan tehon suhteen jolloin käytetään lyhennettä IIP_3 (Input Third Or-
der Intercept Point) tai ulostulevan tehon suhteen jolloin puhutaan OIP_3 :sta (Output Third
Order Intercept Point). Vaikka IP_3 onkin täysin teoreettinen arvo voidaan sen perusteella ar-
vioida kolmannen kertaluvun särökomponenttien tasoa eri sisääntulotehoilla. Kaavassa
(2.11) esitettyjä särökomponentteja tarkastelemalla havaitaan, että pienillä tehotasoilla pe-
rustaajuinen komponentti kasvaa suoraan verrannollisesti signaalin amplitudiin ja kolman-
nen kertaluvun särökomponentti kasvaa amplitudin kolmanteen potenssiin. Jos näiden ku-
vaajat piirretään logaritmiselle asteikolle saadaan kuvaajiksi suorat viivat, joiden kulmaker-
toimet ovat yksi ja kolme. Tilanne on esitetty kuvassa 2.9 (a), johon on myös merkitty IIP_3 ,
 OIP_3 ja IMD_3 (Third Order Intermodulation Distortion).

IMD_3 ilmoittaa kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatiosärön tason suhteessa perustaa-
juiseen signaaliin. Usein lineaarisuuden mittana käytetään IMD -tulosten tasoa ulostulotehon
funktiona. Tämä on monessa tapauksessa paljon käytännöllisempi lineaarisuuden mitta kuin
 IP_3 , koska se ilmoittaa lineaarisuuden juuri kiinnostavilla tehotasoilla, kun taas IP_3 keskittyy
lähelle vahvistimen maksimiulostulotehoa. Usein, etenkin muissa kuin A-luokan vahvisti-
missa, keskinäismodulaatiosärökomponentit eivät käyttäydy kuvassa 2.9 (a) esitetyllä tavalla
suoraviivaisesti vaan esimerkiksi kuvan 3.3 mukaisesti. Pelkästä IP_3 (tai IP_5 , IP_7) tiedosta
vahvistimen back-off -käyttäytymistä on mahdotonta päätellä. IMD -tuloksia mitatessa mää-
ritetään kuvan 2.9 (b) tavoin korkeimman keskinäissärökomponentin ja perustaajuisenkom-
ponentin tehojen suhde eri ulostulotehotasoilla. Kuvassa on y-akselina spektritehoitehuys
 PSD (Power Spectral Density). Yleensä korkein IMD -tulos on juuri kolmannen kertaluvun
särökomponentti.



Kuva 2.9: Kolmannen kertaluvun leikkauspisteen määrittäminen (a) ja IMD-mittauksen tekeminen (b).

IMD-tulosmittauksessa voidaan käyttää herätteenä myös useammasta kuin kahdesta sini-komponentista koostuvaa signaalia (kuvan 2.9 (b) esimerkissä sinisignaaleita on neljä). Joi-tain modulaatioita tällaisella testisignaalilla voidaankin kuvata paremmin kuin perinteisellä kaksitaajuustestillä. Esimerkiksi WCDMA-signaali koostuu useammasta kuin kahdesta si-nisignaalista, joten myös vahvistimen lineaarisuuden tutkimisessa parempi signaali on mo-nesta sinikomponentista koostuva testisignaali. Tällaista testisignaalia jonkin verran käyte-täänkin, jolloin keskinäismodulaatiokomponentteja saadaan runsaasti. Kaiken kaikkiaan tällä tavoin saatu lisäinformaatio on kohtalaisen vähäistä.

Jos halutaan tutkia WCDMA-tehovahvistimen todellista lineaarisuutta, on testisignaalina syytä käyttää joko todellista WCDMA-signaalia tai sopivan kaistanleveyksistä valkoista ko-hinaa. Tosin kaistarajoitetun valkoisen kohinankin kelpoisuutta on vahvasti kyseenalais-tettu [7]. Tällaisilla testisignaaleilla voidaan määrittää signaalin viereiselle kanavalleen aihe-uttamaa häiriötä, jota on havainnollistettu kuvassa 1.1. Viereisille kanaville aiheutunut häiriö on seurausta signaalin spektrin leviämisestä. Jokainen digitaalisesti moduloitu signaali voi-daan esittää summana, jossa lasketaan yhteen äärellinen määrä sopivasti painotettuja sini-komponentteja. Spektrin leviäminen on siten seurausta näiden sinikomponenttien kes-kinäismodulaatiosta [23].

Viereiselle kanavalle aiheutuneen häiriön mittana käytetään viereisen kanavan tehon suh-detta, josta käytetään lyhennettä ACPR (Adjacent Channel Power Ratio). ACPR ilmoittaa, mikä on signaalin teho integroituna yli oman lähetyiskanavan suhteessa tehoon integroituna yli viereisen kanavan. Tämänhetkisten WCDMA-spesifikaatioiden mukaan viereisen kana-van ACPR-vaatimus on 45 dB ja viereisestä seuraavan kanavan 55 dB. Vaikka näitä ACPR-vaatimuksia on standardoinnin edetessä jo ehditty lieventääkin, on vielä nykyisiinkin vaati-muksiin signaalin luonteen huomioon ottaen vaikea päästä.

Signaalin vääristymistä voi aiheuttaa myös vahvistimen taajuusriippuvuus eli se, ettei vah-vistus ole vakio koko toimintataajuuskaistalla tai ettei vaihekäyttäytyminen ole lineaarinen funktio taajuuden suhteen. Tällaista signaalin säröytymistä kutsutaan usein lineaariseksi sä-

röksi. Lineaarinen särö vääristää signaalin aaltomuotoa muuttamalla eri taajuuskomponenttien keskinäisiä suhteita ja aaltomuotoja, mutta se ei lisää signaaliin uusia spektrikomponentteja. Vaiheen käyttäytymistä systeemissä mitataan kaavassa 2.15 esitetyllä ryhmäkulkuajalla t_d .

$$t_d = -\frac{d\phi}{d\omega} \quad (2.14)$$

Kun vaihe on lineaarinen funktion taajuuden suhteen, on ryhmäkulku aika vakio, mikä puolestaan ilmaisee ettei systeemi vääristä signaalin vaihetta [3]. Se että ryhmäkulku aika on vakio, on erityisen tärkeää silloin kun kyseessä on laajakaistainen signaali (kuten WCDMA-signaali). Yleisesti ottaen ryhmäkulku aika ei ole kuitenkaan niin suuri ongelma radiotaajuusosissa kuin se on kantataajuuspuolella.

Kuten jo aikaisemmin todettiin kaavan (2.7) esittämä epälineaarisuusmalli on muistiton, joten se kuvaa kompleksisillakin kertoimilla AM-PM-säröä puutteellisesti. Lineaarista taajuudesta riippuvaa säröä se ei mallinna mitenkään. Tietoliikennejärjestelmissä, kuten WCDMA-järjestelmässä, joissa signaalin vaihe on keskeisessä roolissa, tällainen malli ei ole riittävä. Eri epälineaarisuuksien mallintaminen erillisinäkään ei ole hyvä ratkaisu, koska ne vaikuttavat kaikki toinen toisiinsa eli niiden kokonaisvaikutus ei ole osien summa. Muistillinen epälineaarisuusmalli saadaan käyttämällä Volterran sarjoja, jotka ovat eräänlainen muistillinen sarjakehitelmä. Volterran sarjoilla voidaan erityisen hyvin kuvata kohtalaisen lieviä epälineaarisuuksia, jotka saadaan mallinnettua käyttäen muutamia ensimmäisiä sarjakehitelmän termejä. Tällaisessakin tapauksessa laskuilla on tosin taipumus paisua työmäärältään suuriksi [2]. Voimakkaampien epälineaarisuuksien analysoimisessa kannattaa käyttää harmonisen balanssin analyysia [16]. Sen käyttö on kuitenkin mahdollista ainoastaan tarkoitukseen soveltuvan tietokoneohjelman avulla.

3 RF-TEHOVAHVISTIMEN SUUNNITTELU

Diplomityössä suunniteltiin ja rakennettiin kolme erilaista tehovahvistinta. Vahvistimista kaksi oli yksiasteisia (antotehot 4 W ja 10 W) ja yhdessä vahvistimessa oli nämä vahvistinasteet yhdessä. Yksiasteisten vahvistimien alkuperäinen tarkoitus oli mahdollistaa yksitaisen transistorien mittaaminen, jolloin kaksiasteisen vahvistimen virittäminen tulee helpommaksi. Myöhemmin todettiin käteväksi käyttää pienempitehoista yksiasteista vahvistinta kaksiasteisen vahvistimen ajurina. Todellisen WCDMA-tukiaseman tarpeita ajatellen työssä tavoiteltu 10 W:n huipputeho ei ole riittävä, mutta tutkimustarkoituksessa se on sopiva teho, koska jo tällaisella tehotasolla saadaan esiin WCDMA-tehovahvistimen kannalta kiinnostavia ilmiöitä. Selvästi suurempitehoisen vahvistimen suunnittelussa, toteuttamisessa ja mittaamisessa tulee vastaan monia ongelmia kuten esimerkiksi lämmönhallinta.

3.1 Transistorin valinta

Tehovahvistimen ominaisuudet riippuvat pitkälti käytettäväksi valitun transistorin ominaisuuksista. Koska erilaisilla transistoreilla on omat erityispiirteensä taajuusalueen, lineaarisuuden, hinnan, tehoalueen, koteloinnin ja monien muiden asioiden suhteen, joudutaan transistorin valintaan kiinnittämään erityistä huomiota. Transistorin valintaa vaikeuttaa entisestään se, että perustransistorityypeistä on kehitetty lukuisia muunnelmia.

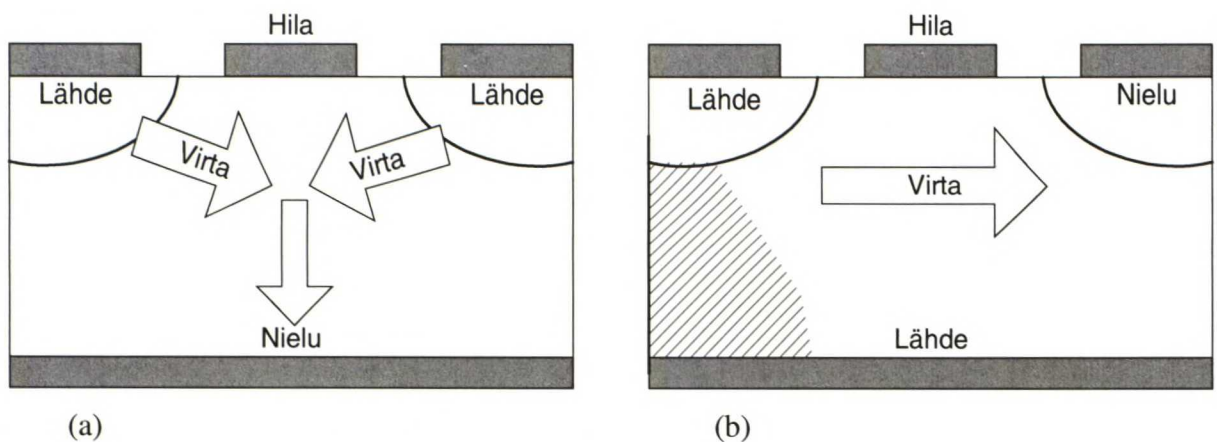
3.1.1 RF-tehotransistoriprosessit

GaAs-transistoreissa käytetyssä galliumarsenidissa elektronien liikkuvuus on noin viisi kertaa nopeampaa verrattuna MOS- ja BJT-transistoreissa käytettyyn piihin. Tästä johtuen GaAs-transistorit ovat korkeammilla mikroaaltotaajuuksilla ominaisuuksiltaan ylivoimaisia piitransistoreihin verrattuna. Piipohjaisissa MOS- ja BJT-transistoreissa käytetyt prosessit ovat olleet kauimmin käytössä ja ne ovat siten hyvin tunnettuja ja pitkälle kehitettyjä. Koska pii on vielä lisäksi GaAs-yhdisteeseen verrattuna halpa materiaali, ovat piitransistorit selvästi GaAs-transistoreita edullisempia. Tämä on tärkeä ominaisuus tiukasti kilpailluilla tietoliikennemarkkinoilla, jotka ovat erittäin herkkiä komponenttikustannuksille. Hallitseva asema eri sovelluksissa siirtyy transistorityypiltä toiselle prosessien kehittyessä ja uusien mallien tullessa markkinoille. GaAs-FET-transistorit (gallium arsenide field-effect transistor) hallitsivat pitkään lähes yksinään mikroaaltoalueen tehotransistorimarkkinoita, kunnes onnistuttiin kehittämään mikroaaltoalueen BJT-tehotransistori. Teho-BJT-transistori on nykyisin korvannut GaAs-FET-transistorin suuressa osassa tietoliikenteen tehovahvistimia. BJT-transistorin käyttökelpoinen taajuusalue loppuu noin 4 GHz:iin, mutta tätä pienemmillä taajuuksilla siinä voidaan käyttää paljon suurempia tehotiheyksiä kuin GaAs-FET-transistorissa. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että BJT-transistori voidaan koteloida selvästi GaAs-FET-transistoria pienempään tilaan, kun niitä käytetään samoilla tehotasoilla. Suhteellisen uusia GaAs-prosessiin perustuvia transistorityyppejä ovat HEMT- (high-electron-mobility transistor) ja HBT-transistorit (heterojunction bipolar transistor). Molemmat toimivat elektronien suuren liikkuvuuden ansiosta vielä korkeillakin taajuuksilla ja ne toimivat lisäksi alhaisillakin käyttöjännitteillä. Alhaisemman käyttöjännitteen (noin 3V) vuoksi ne ovat houkutteleva vaihtoehto matkapuhelimia suunniteltaessa. Uusin tehotransistorityyppi on MOS-prosessiin perustuva LDMOS-transistori (laterally-diffused-metal-oxide-semiconductor). LDMOS-transistorin käyttökelpoinen taajuusalue ulottuu tällä hetkellä aina 2,5 GHz:iin saakka. LDMOS-transistorit soveltuvat hyvin matkapuhelinverkon tukiasemiin

johtuen sopivasta taajuusalueesta, suuresta maksimitehosta, suuresta vahvistuksesta ja hyvistä lineaarisuusominaisuuksista. Onkin odotettavissa, että 1-2 GHz:n taajuusalueella LDMOS-transistorit tulevat monissa sovelluksissa syrjäyttämään nykyisin hallitsevassa asemassa olevat BJT-transistorit. [10]

3.1.2 LDMOS- ja BJT-transistorien vertailu

Ennen LDMOS-transistoria MOSFET-transistorit ovat toimineet vertikaalisesti. Myös tällä tavoin saadaan monessa suhteessa hyviä tehotransistoreita, mutta niiden käyttökelpoinen taajuusalue rajoittuu noin 300 MHz:iin [11]. Vertikaalisen MOS-transistorin ja LDMOS-transistorin ero on esitetty reilusti yksinkertaistetussa kuvassa 3.1.

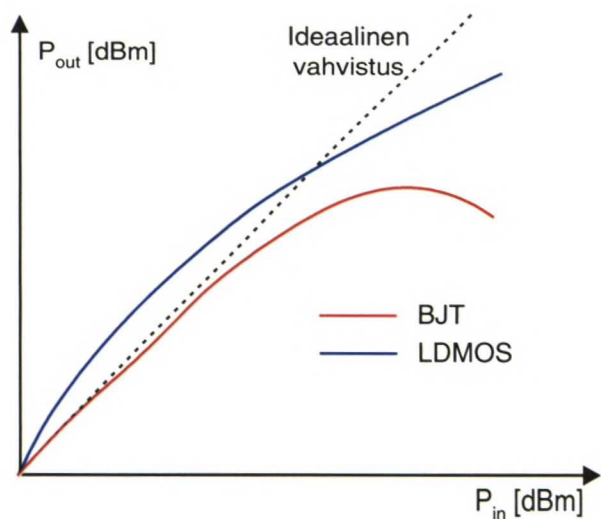


Kuva 3.1: (a) vertikaalinen MOS-transistori ja (b) LDMOS-transistori.

Kuten kuvasta 3.1 nähdään, kulkee virta vertikaalisessa MOS-transistorissa piirilevyyn nähden kohtisuorassa tasossa (samoin tapahtuu myös BJT-transistorissa), kun taas LDMOS-transistorissa virta kulkee piirilevyn tason suuntaisesti. Uudella rakenteella ja virran suunnan muutoksella voidaan pienentää hilan ja nielun välistä hajakapasitanssia, jolloin transistorin RF-ominaisuudet paranevat. Koska lähde on sijoitettu transistorisirun pohjalle, ei LDMOS-transistorissa tarvita komponentin kotelonsisäiseen johdotukseen kuin puolet siitä johdinmäärästä, joka tarvitaan vastaavan BJT-transistorin tapauksessa. Näin saadaan sisäisestä johdotuksesta aiheutuvaa hajainduktanssia pienennettyä merkittävästi. Pienemmät hajainduktanssit ja hajakapasitanssit eivät ainoastaan nosta ylintä toimintataajuutta ja suurena vahvistusta, vaan myös parantavat transistorin stabiilisuutta. LDMOS-transistorissa sirun päällä ja pohjassa olevat lähteet ovat samassa potentiaalissa (yleensä maassa), mikä helpottaa komponentin kiinnittämistä piirilevylle. Kuvassa 3.1 (b) sirun päällä ja pohjassa olevien lähteiden välistä sähköistä johtavuutta on kuvattu viivoitetulla alueella. Komponentti voidaan kiinnittää suoraan maadoitettuun jäähdytyslevyyn, mikä on hukkalämmön hallinnan kannalta paras mahdollinen ratkaisu. [12, 13]

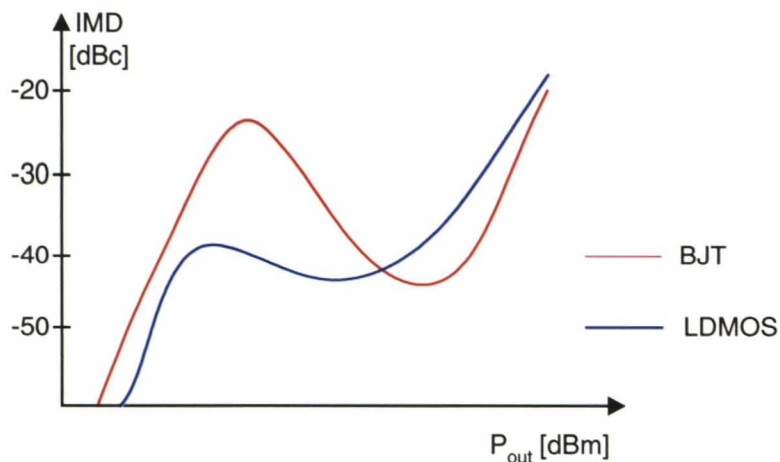
BJT-transistorin ja uuden LDMOS-transistorin vertailu on mielenkiintoista, koska ne kilpailevat kiivaasti samoista markkinoista. Ne ovat molemmat piipohjaisia transistoreita ja siten edullisia tehotransistorivaihtoehtoja WCDMA-tukiaseman kannalta kiinnostavalla 2 GHz:n taajuudella. Suurimmat eroavuudet LDMOS- ja BJT-transistorin välillä ovat vahvistuksessa, ulostulotehon saturoitumisessa, lineaarisuusominaisuuksissa, tarvittavissa esijännitepiireissä, epäsovituksen siedossa ja lämpökäyttäymisessä [11]. LDMOS-transistorien vahvistus on noin 3 dB BJT-transistorin vahvistusta suurempi, jolloin on mahdollista vähentää vahvistinasteita. Suurilla tehotasoilla BJT- ja LDMOS-transistorien vahvistukset al-

kavat kompressoitua eri tavoin. BJT- ja LDMOS-transistorille tyypilliset ulostulotehojen saturaotumiset on esitetty kuvassa 3.2. Kuten kuvasta 3.2 nhdn, 1 dB:n kompressiopisteen jälkeen BJT-transistorin vahvistus vähenee nopeasti siten, että lopulta se muuttuu jopa negatiiviseksi. Tästä syystä BJT-transistoria ei olekaan mielekästä kytt kompressoituneena. LDMOS-transistori käyttäytyy kompressoituessaan eri tavalla kuin BJT-transistori. Siinä vahvistus ei putoa läheskään niin nopeasti kuin BJT-transistorissa. Itse asiassa LDMOS-transistorin vahvistus kompressoituu hitaasti heti pieniltä tehoilta asti, muttei missään vaiheessa putoa negatiiviseksi ennen komponentin vioittumista. Koska vahvistus ei muutu negatiiviseksi missään vaiheessa, voidaan LDMOS-transistoria kytt vielä selvästi kompressoituneenakin. Tästä syystä LDMOS-transistorista saadaan ulos enemmän tehoa kuin samankokoisesta BJT-transistorista. Transistorin pieni koko on eduksi, koska silloin sillä on yleensä korkeampi sisnmenoimpedanssi, mikä taas puolestaan helpottaa transistorin soveltamista.



Kuva 3.2: LDMOS- ja BJT-transistorin vahvistuksien kompressoituminen.

Pssnt vertailtaessa keskenään LDMOS- ja BJT-transistorin lineaarisuutta on se, että LDMOS-transistori toimii lineaarisemmin kuin BJT-transistori. Erityisesti tämä pitää paikansa, kun transistorit toimivat A-luokassa. AB-luokassa BJT- ja LDMOS-transistorin lineaarisuusominaisuudet eroavat toisistaan huomattavasti. BJT- ja LDMOS-transistorin keskinismodulaatiosr on esitetty sisääntulevan signaalin tehotason funktiona kuvassa 3.3.



Kuva 3.3: BJT- ja LDMOS-transistorin keskinismodulaatiosr AB-luokassa.

Kuten kuvasta 3.3 nähdään, AB-luokassa toimivan BJT-transistorin keskinäismodulaatiosärön kuvaajassa on selvä kuoppa. LDMOS-transistorilla tällaista kuoppaa ei ole. Kun suunnitellaan tehovahvistinta käyttäen BJT-transistoria, usein yritetään käyttää tätä kuoppaa hyväksi ja siten saavuttaa samanaikaisesti hyvä lineaarisuus ja hyötysuhde. Tässä on kuitenkin olemassa omat riskinsä, koska kuopan sijainti ja syvyys riippuvat monista seikoista kuten esimerkiksi toimintapisteestä, lämpötilasta ja sovituksesta. Jos signaali sisältää suuria tehovaihteluita kuten WCDMA-signaali, ei BJT-transistorin keskinäismodulaatiosärössä olevaa kuoppaa voida juurikaan hyödyntää. LDMOS-transistorin keskinäismodulaatiosärö pysyy pitkään suhteellisen alhaisella tasolla, joten lineaarisen vahvistimen suunnittelu LDMOS-transistoria käyttäen on helpompaa. Yleisenä nyrkkisääntönä voidaan pitää AB-luokassa toimittaessa, että BJT-transistorilla IMD-komponentit ovat noin -30 dBc:n tasolla ja LDMOS-transistoria käyttäen on mahdollista laskea IMD-komponentit -40 dBc:n tasolle. [12]

LDMOS-transistorin toimintapistettä on yksinkertaisempi säätää kuin BJT-transistorin, koska toisin kuin BJT-transistorin kanta, on LDMOS-transistorin hila pienillä taajuuksilla hyvin korkeaimpedanssinen. Tästä syystä LDMOS-transistori voidaan esijännittää yksinkertaisella jännitteenjakopiirillä, kun taas BJT-transistorin esijännityksessä yleensä joudutaan käyttämään aktiivisia esijännitepiirejä. LDMOS-transistori esijännitysjärjestelyä ei myöskään jouduta muuttamaan, kun vahvistimen halutaan toimivan A-luokan sijaan AB-luokassa. Näin LDMOS-transistori voidaan esijännittää siten, että se toimii pienillä signaalitasoilla A-luokassa ja siirtyy automaattisesti AB-luokkaan signaalitason noustessa. Tämän saman asian toteuttaminen BJT-transistorilla olisi huomattavan paljon monimutkaisempaa. LDMOS-transistori on lämpötilan suhteen stabiilimpi kuin BJT-transistori, mikä on seurausta LDMOS-transistorin negatiivisesta nieluvirran lämpötilavakiosta. Myös LDMOS- ja BJT-transistorien epäsovituksen kestoissa on huomattava ero. LDMOS-transistorilla jännitteen seisovan aallon suhde (VSWR) voi olla luokkaa 10:1, kun BJT-transistorilla voi VSWR olla korkeintaan noin 3:1. Laboratoriossa vahvistimien kanssa työskennellessä on myös mukava tietää, ettei LDMOS-transistoreissa tarvita BJT-transistoreissa sisäisenä eristeaineena käytettyä berylliumoksidia. Berylliumoksidi on varsin myrkyllistä ja se voi höyrystyä transistorista ilmaan, jos transistori rikkoutuu riittävän korkeassa lämpötilassa. Tällä hetkellä LDMOS-transistorin ikääntymiseen liittyy kuitenkin vielä yksi ongelma, joka on aktiivisten varauksenkuljettajien väheneminen lähteen ja nielun välisessä puolijohdekanavassa. Varauksenkuljettajat vähenevät, koska osa niistä jää kiinni transistorissa eristeenä käytettyyn oksidikerrokseen. Ilmiö ei varsinaisesti riko transistoria, mutta muuttaa sen toimintapistettä ja vaikuttaa vahvistimen ominaisuuksiin. Tämä on vakava asia tukiasemassa, jonka tulisi olla käyttökelpoinen kymmeniä vuosia. Komponenttivalmistajat tosin väittävät LDMOS-prosessin parantuneen niin paljon viimeisen vuoden kuluessa, että ongelma olisi jo kuka-kuinkin hallinnassa. [11]

LDMOS-transistori on kiinnostava komponentti 1-2 GHz:n taajuusalueella, kun tarvitaan BJT-transistoria suorituskykyisempää tehotransistoria vahvistuksen ja lineaarisuuden suhteen, muttei ole varaa kalliisiin GaAs-transistoreihin. FM-tyyppisiä modulaatiomenetelmiä käyttävissä sovelluksissa, kuten GSM-tukiasemissa, voidaan hyödyntää LDMOS-transistorin saturaatio-ominaisuuksia. Näin voidaan suunnitella pienikokoisia ja edullisia komponentteja käyttäen suuren ulostulotehon ja vahvistuksen omaavia tehovahvistimia. Suurta lineaarisuutta vaativissa sovelluksissa, kuten CDMA-tukiasemissa, voidaan käyttää hyväksi LDMOS-transistorin erinomaista back-off -käyttäytymistä ja siten toteuttaa varsin lineaarinen tehovahvistin edullisilla piipohjaisilla transistoreilla. Monet komponenttivalmistajat (muun muassa Philips ja Motorola), joiden tuotevalikoimaan kuuluu sekä BJT- että

LDMOS-tehotransistoreita, uskovat LDMOS-transistoreiden valtaavan markkinat kokonaan tällä taajuusalueella.

Edellä lueteltujen lisäksi muita tärkeitä syitä, joiden perusteella LDMOS-transistorit valittiin käytettäväksi tässä diplomityössä, ovat komponentin uutuus ja helppo toimintapisteen säätö. Koska komponentti on äskettäin ilmestynyt, on kiinnostavaa itse perehtyä komponentin paljon kehuttuihin ominaisuuksiin. Helppo toimintapisteen asettelu taas on tärkeää, koska rakennetulla prototyypillä on tarkoitus tutkia eräänlaista aktiivista toimintapisteen säätöä. Käytettäväksi valittiin Motorolan LDMOS-transistoreista mallit MRF281Z ja MRF282Z. Valmistaja ilmoittaa datasivuillaan näille komponenteille antotehoiksi 4W (MRF281Z) ja 10W (MRF282Z).

3.2 Käytetyt simulointimallit ja -menetelmät

Yksi syy juuri Motorolan LDMOS-transistorien valintaan oli valmistajan tarjoamat epälineaariset simulointimallit. Suunnittelu olisi vaikeutunut huomattavasti, jos käytetylle transistorille ei olisi ollut tällaista mallia saatavilla. Tällöin suunnittelu olisi jouduttu tekemään joko valmistajan ilmoittamien suursignaali-S-parametrien tai omien load-pull -mittausten perusteella. Nämä molemmat kuitenkin ovat voimassa vain määrättyssä toimintapisteessä, määrättyllä signaalin tehotasolla ja silloinkin ne ovat ainoastaan lineaarisia approksimaatioita epälineaarisesta systeemistä. Tehovahvistimessa on kuitenkin erityisen kiinnostavaa tietää, miten vahvistimen ominaisuudet muuttuvat juuri toimintapisteen ja signaalitason funktiona. Ilman epälineaarista simulointimallia ainoa keino tutkia epälineaarisia ilmiöitä, kuten vahvistuksen kompressoitumista, signaalin säröytymistä ja toimintapisteen vaikutusta, olisi mitata todellista rakennettua vahvistinta, mikä on luonnollisesti työläs ja kallis keino. Käytännössä tehotransistoreiden simulointimallit eivät ole vielä nykyään tarpeeksi hyviä, vaan tehovahvistinsuunnitteluun sisältyy lähes aina huomattava määrä suunnittelua yrityksen ja erehdyksen kautta. Tämä on yksi syy, minkä vuoksi tehovahvistinsuunnittelussa käytetään vielä nykyäänkin paljon diskreetti- ja hybridikomponentteja, joita on helpompi mitata ja virittää kuin täysin integroitua vahvistinta. Simuloinneilla voidaan kuitenkin huomattavasti vähentää laboratoriossa tehtävää virittelyä ja lisäksi tutkia asioita, joita on todellisuudessa vaikea mitata. Eräs kiinnostava asia on muun muassa transistorin dynaaminen kuormituskäyrä. Dynaamisella kuormituskäyrällä kuvataan kuinka transistorin toimintapiste muuttuu vahvistettavan signaalin funktiona. Tämän todellinen mittaaminenkin on mahdollista, sillä Walesin yliopistossa Cardiffissa on kehitetty uudenlainen tehovahvistimille tarkoitettu mitausmenetelmä, jonka avulla saadaan suoraan mitattua transistorin RF-taajuisia virtoja ja jännitteitä suursignaaliolosuhteissa [15].

Suunnittelutyökaluna käytettiin HP:n Libra 6.1 -ohjelmistoa, jossa olevaa HPFET-transistorimallia käyttäen Motorola on LDMOS-transistorinsa mallintanut. Itse mallin taustalla on HP:n alunperin MDS-simulaattoriin kehittämä suursignaali-diodimalli, jota kutsutaan myös kehittäjänsä mukaan Root-malliksi. Malli perustuu toimintapisteen funktiona mitattuihin tasavirta- (DC) ja piensignaali-S-parametreihin. Tästä mittaustiedosta muodostetaan transistorin suursignaali-malli laskemalla transistorin sisäiset epälineaariset virta-jännite-, varausjännite- ja relaksaatioaika-jännite-riippuvuudet. Näistä tiedoista voidaan laskea nielun ja lähteen välinen hetkellinen ulostulovirta. Kaiken kaikkiaan malli on siis suureen määrään mittaustietä perustuva simulointimalli ja siinä on myös sen vahvuus. Useimmat transistorien suursignaali-malleista perustuvat eksplisiittisiin puolijohdefysiikasta johdettuihin kaavoihin. Koska mallinnettavat ilmiöt ovat hyvin monimutkaisia, on puhtaasti kaavoihin perustuva malli vaikea saada ennustamaan transistorin toimintaa tarkasti laajalla tehotaso- ja toi-

mintapistealueella. Mittauksiin perustuvassa mallissa kaikkia toimintaan vaikuttavia ilmiöitä ei tarvitse huomioida, vaan riittää kun mitataan niiden vaikutus. Tällä mallilla on myös huonot puolensa, joista suurin on lämpötilariippuvuuden puuttuminen. Tehotransistoreissa komponentin lämpenemisen vaikutus komponentin ominaisuuksiin voi olla erittäin merkittävä. Malli myös muuttuu erittäin epäluotettavaksi, kun joudutaan ekstrapoloimaan transistorin toimintaa alueelle, jolta mittausdataa ei ole kerätty. Tämä transistorimalli on kohinaton, joten se ei sovellu kohinasimulointeihin. Tällaista epälineaarista Root-mallia on ennen LDMOS-transistorin mallintamista käytetty menestyksekkäästi muun muassa GaAs-FET-transistorin, HEMT-transistorin ja varaktoridiodin suursignaalmallinnuksessa. Malli on toteutettu siten, että sitä voidaan käyttää mahdollisimman monentyyppisissä simuloinneissa, kuten aika-alueen suursignaalin transienttiansalyysissa, taajuusalueen suursignaalin harmonisen balanssin -analyysissa ja taajuusalueen piensignaalin S-parametrianalyysissa. Motorola on julkaissut LDMOS-transistoreilleen myös uudet epälineaariset mallit, jotka osaavat huomioida myös lämpövaikutukset ja kohinan. Nämä mallit tulivat saataville vasta siinä vaiheessa, kun diplomityöhön liittyvät simuloinnit oli jo tehty ja vahvistimet rakennettu. [14]

Käytetyissä transistorimalleissa on varsinaisen aktiivisen osan lisäksi erikseen mallinnettu myös koteloinnin vaikutusta. Tämä onkin oleellista, koska koteloinnin vaikutus transistorin toimintaan on merkittävä. Erityisesti transistorin sovittaminen menisi pieleen, jos kotelon parasiittisiä komponentteja ei huomioitaisi. Liitteessä 1 on esitetty MRF282Z-transistorille käytetyn simulointimallin piirikaavio. Piirikaaviosta näkyy selvästi transistorin kotelomallissa käytetyt komponentit. Näistä erityisesti ongelmia voivat aiheuttaa signaalia takaisinkytkevät komponentit C2 ja MUC. C2 kuvaa transistorin hilan (sisäänmenevä signaali) ja nielun (ulostuleva signaali) välistä kapasitiivista kytkentää ja MUC kotelonsisäisistä johdotuksista aiheutunutta hilan ja nielun välistä keskinäisinduktanssia. Nämä parasiittiset komponentit pienentävät vahvistusta ja myös aiheuttavat potentiaalista epästabiilisuutta. Muiden mallissa esiintyvien kelojen ja kondensaattorien vaikutus voidaan ainakin periaatteessa kumota transistorin sovituspierin avulla.

Tehovahvistinta simuloitaessa käyttökelpoisin simulointimenetelmä on harmoninen balanssi, koska tällä voidaan kohtalaisen lyhyillä simulointiajoilla tutkia myös epälineaarisia ilmiöitä ja niiden vaikutusta vahvistimen toimintaan. Transienttiansalyysilla voidaan tutkia aika-alueessa samoja asioita kuin harmonisella tasapainolla taajuusalueessa, mutta transienttiansalyysissa on harmoniseen balanssiin nähden muutama käytännön ongelma. Ensinnäkin analysoitavassa piirissä voi olla osia, joiden analysointi aika-alueessa on hankalaa. Tällaisia osia ovat esimerkiksi dispersiiviset siirtojohdot tai siirtojohtojen epäjatkuvuudet. Toinen ongelma on se, ettei transienttiansalyysissa määritetä ainoastaan tutkittavan piirin lopputilaa vaan myös kaikki tapahtumat simuloinnin aloitus- ja lopetushetkien välillä. Piiri voi sisältää pitkiä aikavakioita. Tällöin simulointiaika muodostuu tarpeettoman pitkäksi, jos ollaan kiinnostuneita ainoastaan piirin lopputilasta eli tilasta, jossa muutosilmiöt ovat jo vaimentuneet. Kolmas puute aika-alueen simuloinneissa on menetelmän raskaus, koska aika-alueessa simuloitaessa jokainen lineaarinenkin reaktiivinen komponentti tuottaa aina yhden differentiaaliyhtälön lisää piiriä kuvaavaan yhtälöryhmään. Näin ratkaistavaksi voi muodostua hyvinkin suuri yhtälöryhmä. Transienttiansalyysi on kuitenkin tehovahvistinta simuloitaessa tarpeellinen, jos halutaan tutkia vahvistimen stabiilisuutta tai toimintaa ei jaksollisella herätteellä tai juuri vahvistimessa ilmeneviä muutosilmiöitä. [16]

Epälineaariseen malliin perustuva S-parametrianalyysi on vahvistinsuunnittelussa paljon käyttökelpoisempi menetelmä kuin pelkkään komponentin yhdessä toimintapisteessä mitattuun S-parametritiedostoon perustuva simulointi, koska tällöin voidaan myös lineaarisilla S-parametreilla tutkia vahvistimen toimintaa erilaisissa toimintapisteissä. Tämä perustuu sii-

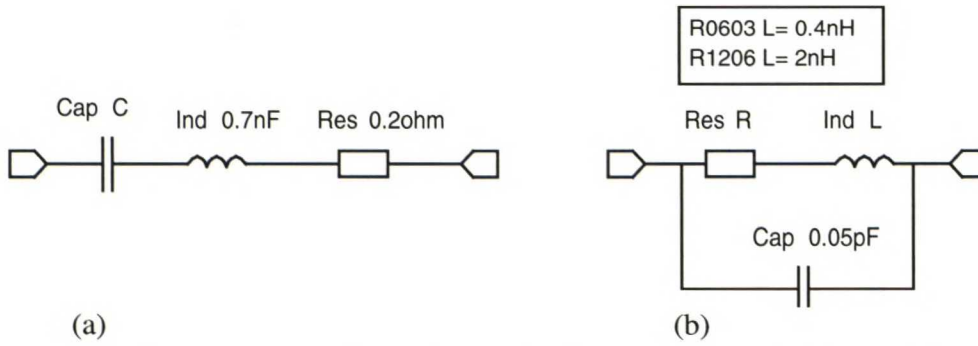
hen, että epälineaarista simulointimallia käytettäessä simuloinnissa tarvittavat S-parametrit lasketaan aina simulaation aluksi, jolloin ne vastaavat sen hetken toimintapistettä. Piensignaali-S-parametrit ovat käyttökelpoisia, kun tutkitaan vahvistimen toimintaa pienillä signaalitasoilla. Pieni signaalitaso tarkoittaa sitä, ettei vahvistettava signaali vaikuta vahvistimen toimintapisteeseen merkittävästi. Käytännössä tämä edellyttää myös, että vahvistin toimii selvästi A-luokassa. AB-, B-, tai C-toimintaluokissa piensignaali-S-parametrit eivät enää juurikaan kuvaa vahvistimen todellista toimintaa ja tämän vuoksi tällaisissa tapauksissa tulee simuloinneissa käyttää harmonisen balanssin menetelmää tai transienttianalyysiä. S-parametrien etu simuloinneissa on laskujen yksinkertaisuus, jolloin simulointiajat ovat lyhyitä epälineaarisiin simulointeihin verrattuna. S-parametreihin perustuvia laskentakaavoja on kehitetty runsaasti ja ne ovat yleensä valmiiksi ohjelmoituina simulaattoreissa. Tällaisia kaavoja on myös stabiilisuuden tutkimiseen ja S-parametrien avulla vahvistimen stabiilisuustarkastelu on helppo suorittaa. Se, että vahvistin on stabiili pienillä signaalitasoilla, ei vielä välttämättä takaa stabiilisuutta suurilla signaalitasoilla. Stabiilisuus pienillä signaalitasoilla on kuitenkin perusedellytys, jotta vahvistin ylipäänsä voisi olla stabiili. Stabiilisuutta suurilla signaalitasoilla voidaan tutkia harmonisella balanssilla, transienttianalyysillä ja viime kädessä vielä käytännön mittauksin.

Transistorien ohella ratkaisevasti vahvistimen toimintaan vaikuttavat signaalitaajuudella toimivien kondensaattoreiden ominaisuudet. Tästä syystä tällaisissa kriittisissä paikoissa käytetään erityisesti mikroaaltoalueelle tarkoitettuja suuren hyvyysluvun eli Q-arvon omaavia keraamisia kondensaattoreita, joita usein kutsutaan myös "posliinikondensaattoreiksi". Tässä diplomityössä on käytetty Tekelecin CHB-sarjan kondensaattoreita. Koska suunniteltavan vahvistimen toimintataajuus on yli 2 GHz, joudutaan kondensaattorien parasiittiset komponentit huomioimaan. Todellista kondensaattoria kuvaavaksi sijaiskytkennäksi saadaan näin kondensaattorin, kelan ja vastuksen sarjakytkentä. Merkittävämpi näistä kahdesta hajakomponentista on sarjainduktanssi, jonka valmistaja ilmoittaa datasivuillaan sarjaresonansitaajuutena kapasitanssin funktiona. Kapasitanssin ja induktanssin sarjaresonansitaajuudelle on helposti johdettavissa tunnettu kaava, josta induktanssi ratkaisemalla saadaan kondensaattorin hajainduktanssille kaavan (3.1) mukainen yhtälö.

$$L = \frac{1}{C(2\pi \cdot f_{SR})^2} \quad (3.1)$$

missä L on kondensaattorin hajainduktanssi, C on kondensaattorin kapasitanssiarvo ja f_{SR} on kondensaattorin sarjaresonanssitaajuus

Sijoittamalla datakirjassa ilmoitetut luvut kaavaan (3.1) saadaan kondensaattorin hajainduktanssiksi noin 0,7 nH. Kondensaattorin sarjaresistanssin arvo ESR (equivalent series resistance) riippuu sekä taajuudesta että kapasitanssiarvosta. ESR sisältää yhdistettynä kaikki komponentissa ilmenevät tehohäviöt, jotka aiheutuvat sekä dielektrisistä häviöistä että elektrodien resistanssista. Koska ESR:n vaikutus ei ole yhtä merkittävä kuin sarjainduktanssin, on sen arvona yksinkertaisuuden vuoksi arvona käytetty kaikkialla 0,2 Ω . CHB-kondensaattoreille käytetty sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 3.4 (a).



Kuva 3.4: Kondensaattoreille (a) ja vastuksille (b) käytetyt sijaiskytkennät.

Kondensaattorien lisäksi RF-signaalit ovat tekemisissä stabiloinnissa käytettyjen vastusten kanssa, joten niiden suurtaajuusominaisuudet on myös syytä huomioida. Niille komponenteille, jotka on vahvistimessa sijoitettu esijännitepiireihin siten, etteivät ne vaikuta varsinaiseen RF-signaaliin, on simuloinneissa käytetty ideaalimalleja. Kriittisissäkin paikoissa vastuksina on käytetty tavallisia pintaliitosvastuksia. Kotelossa 1206 ja 0603 olevien pintaliitosvastusten tyypilliset hajasuureet on katsottu Philipsin datasivuista ja näin vastuksille saatu kuvan 3.4 (b) mukainen sijaiskytkentä. Vastusten hajasuureiden merkitys on kuitenkin huomattavasti vähäisempi kuin kondensaattorien, koska kriittisimmissä paikoissa vastuksia on useita rinnan, jolloin hallitseva hajainduktanssi pienenee. Liittimien epäideaalisuudet todettiin koekytkennän avulla merkityksettömiksi (S_{11} ja S_{22} ovat alle -15 dB), joten niitä ei huomioitu simuloinneissa.

3.3 Vahvistimen stabilointi

Perusmääritelmä stabiilisuudelle on, että stabiilissa systeemissä rajallisen herätteen aiheuttama vaste on myös rajallinen. Lineaarisen kaksiportin tapauksessa tästä määritelmästä voidaan johtaa seuraava stabiilisuusehto. Jos kaksiportin sisään- tai ulostuloimpedanssi (Z_{in} tai Z_{out}) on yhtä suuri mutta vastakkaismerkkinen kuin portille näkyvä pääteimpedanssi, on kaksiportti epästabiili [16]. Yleensä pääteimpedanssit ovat passiivisia, jolloin impedanssin reaaliosan arvo on aina positiivinen. Piirin sanotaan olevan ehdottoman stabiili, jos sen porttien impedanssien reaaliosat ovat positiivisia kaikilla mahdollisilla passiivisilla kuormilla. Muussa tapauksessa piiri on potentiaalisesti epästabiili. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että potentiaalisesti epästabiili vahvistin voi värähdellä, jos sovituspierit on väärin suunniteltu. Lineaarisen kaksiportin stabiilisuutta voidaan helposti tutkia kaksiportin S-parametrien avulla. Tällaisia laskentakaavoja on kirjallisuudessa esitetty useita erilaisia, joista työssä on käytetty niin kutsuttuja μ -parametrejä [6]. μ -parametri ilmoittaa epästabiilin alueen minimietäisyyden Smithin diagrammin keskipisteestä. Kaikki passiiviset impedanssit sijoittuvat Smithin diagrammin sisäpuolelle ja näin ehdottoman stabiilisuuden välttämättömäksi ja riittäväksi ehdoksi saadaan $\mu > 1$. μ :n arvo voidaan laskea kaavojen (3.2) ja (3.3) avulla. μ kuvaa tilannetta kaksiportin ulostulossa ja μ' sisäänmenossa.

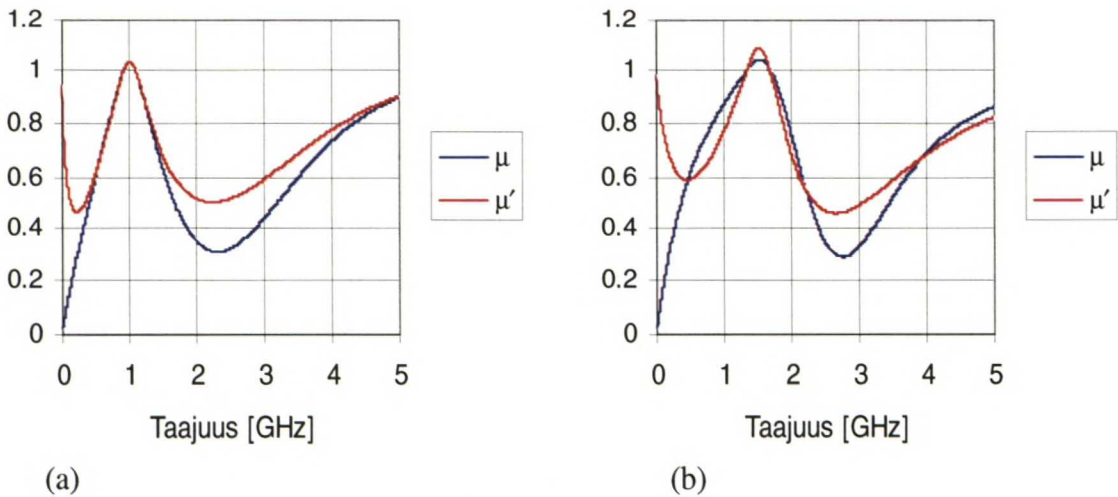
$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{21} S_{12}|} \quad (3.2)$$

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - S_{22}^* \cdot \Delta| + |S_{21} S_{12}|} \quad (3.3)$$

missä * tarkoittaa kompleksikonjugaattia ja $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

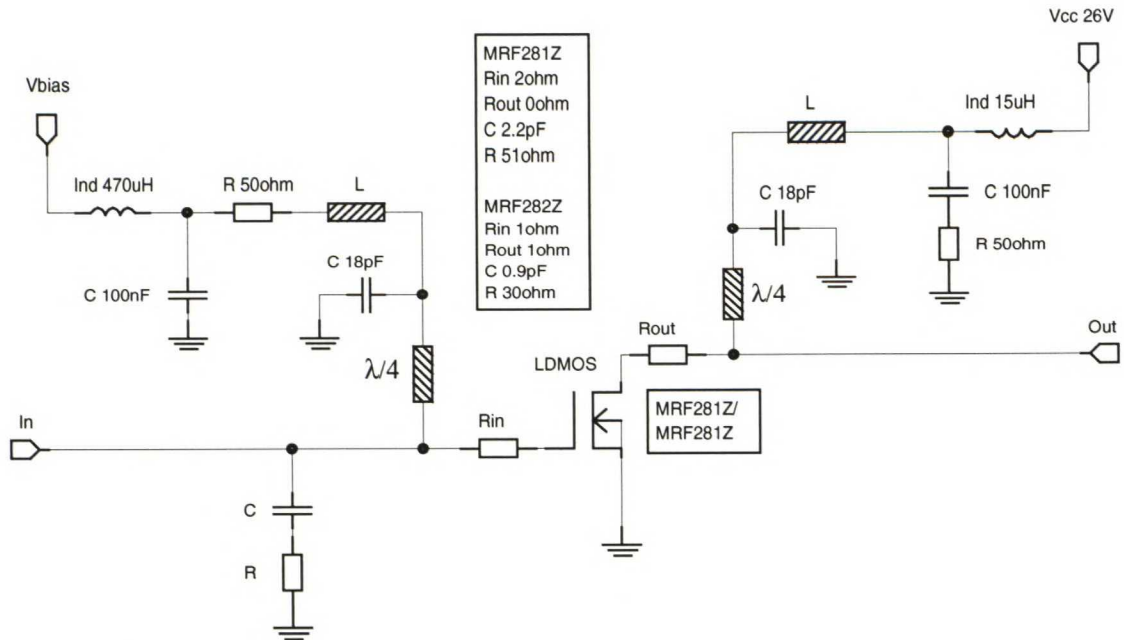
Stabiilisuustutkimus on paljon monimutkaisempaa, jos tutkittava piiri on epälineaarinen. Koska epälineaarisessa piirissä ilmenee monia erilaisia vuorovaikutuksia, myös epästabiilisuus voi ilmetä monilla muillakin tavoin kuin sinimuotoisena värähtelynä. Näihin tapoihin sisältyvät parasiittiset värähtelyt, jotka ovat vain suursignaaliherätteillä ulostulossa näkyviä harhasignaaleita. Epästabiilisuus voi ilmetä myös voimakkaana muutoksena ulostulosignaalin tasossa tai toimintapisteessä, kun sisääntulevan signaalin tasoa vaihdellaan. Myös normaalin kohinatason selvä nousu voi olla seurausta epästabiilisuudesta. Yleensä näitä edellä kuvattuja ilmiöitä pidetään epästabiiluuksina, vaikkeivät ne stabiilisuuden perusmääritelmän mukaan sellaisia tarkkaan ottaen olisikaan. Tietysti myös perinteinen värähtely on mahdollista. Kaiken kaikkiaan on erittäin vaikeaa määritellä mielekästä ja käytännöllistä stabiilisuusehtoa epälineaarisille piireille. Stabiilin tehovahvistimen suunnittelu on kuitenkin yleensä mahdollista, ilman akateemisesti päteviä stabiilisuusehtojakin. Käytännössä piirin stabiilisuutta tulee tutkia aina esimerkiksi käytettäessä harmonisen balanssin analyysia. Jos simuloinnissa analysoitavalle piirille löytyy ratkaisu ilman konvergoitumisongelmia, piiri on stabiili kyseisissä olosuhteissa. Piirin epästabiilisuutta ei kuitenkaan voi päätellä konvergoitumisongelmista, koska ne voivat johtua muistakin syistä kuin epästabiilisuudesta. [16]

Tässä työssä stabiilisuusanalyysi toteutettiin ensin S-parametrejä käyttäen. Näin voitiin varmistaa stabiilisuus piensignaaliolosuhteissa. Tämän jälkeen varsinainen vahvistinsuunnittelu tehtiin käyttäen harmonisen balanssin analyysia, jolloin mahdollisista epälineaarisista ilmiöistä johtuvien stabiilisuusongelmien olisi pitänyt ilmetä. Simuloitujen μ -parametrien perusteella käytettyjen MRF281Z- ja MRF282Z-transistorien todettiin olevan luonteeltaan varsin epästabiileja, mikä käy ilmi kuvista 3.5 (a) ja (b).



Kuva 3.5: Transistorien MRF281Z (a) ja MRF282Z (b) μ -parametrit.

Kuvan 3.5 käyriä simuloitaessa on käytetty referenssi-impedanssina (Z_0) $10\ \Omega$ normaalisti käytetyn $50\ \Omega$:n sijaan. Näin saadaan parempi kuva todellisuudesta, koska tehotransistoreissa impedanssit ovat matalia. Stabiilisuutta voidaan parantaa monin keinoin. Jokaisesta mahdollisesti stabiilista transistorista saadaan ehdottoman stabiili lisäämällä sisään- ja ulostulon impedansseihin tarpeeksi suuret resistanssit, jotta ehdot $Re(Z_S + Z_{in}) > 0$ ja $Re(Z_L + Z_{out}) > 0$ täyttyvät [17]. Tällainen stabilointi ei ole kuitenkaan suositeltavaa, jos sen käyttö ei ole välttämätöntä, koska näin huononnetaan vahvistusta ja kohinalukua. Transistorien stabilointiin on tässä työssä käytetty kuvan 3.6 mukaista piiriä.

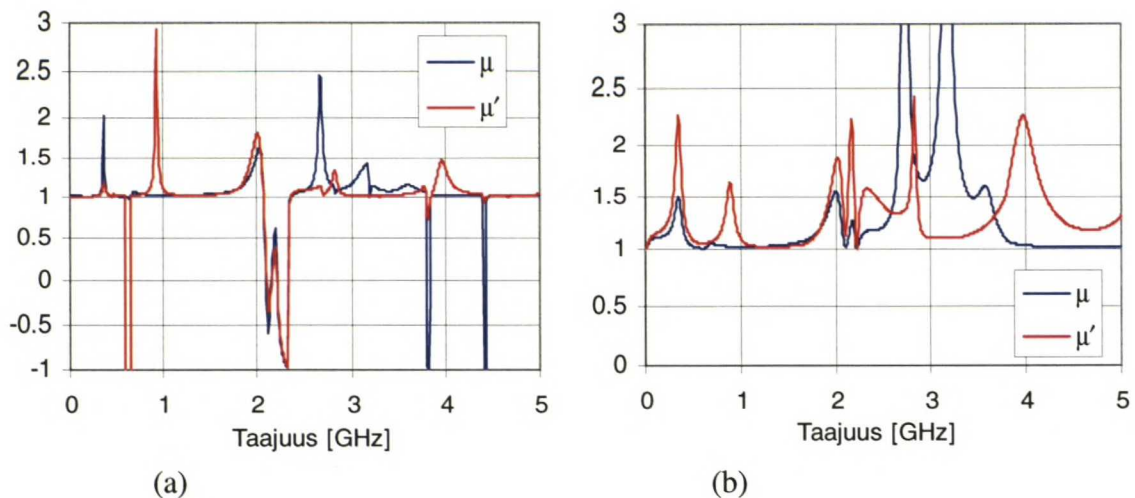


Kuva 3.6: MRF281Z- ja MRF282Z-transistoreille käytetty stabilointipiiri.

Kuten kuvasta 3.5 nähdään, kaikkein voimakkainta epästabiilisuus on hyvin pienillä taajuuksilla. Tämä on suoraan seurausta siitä, että LDMOS-transistorin potentiaalinen vahvistus pienillä taajuuksilla on erittäin suuri. Toisaalta myös transistorin stabilointi pienillä taajuuksilla on suhteellisen helppoa. Tällaisilla taajuuksilla transistorin sisään- ja ulostulot voidaan päättää halutulla tavalla esijännitepiirien kautta. Kuvan 3.6 stabilointipiirissä transistorin tarvitsemat jännitteet (käyttöjännite V_{cc} ja esijännite V_{bias}) tuodaan piireillä, joissa on transistorilta katsoen signaalitaajuudella neljännesaallon pituisen mikroliuskan ($\lambda/4$) päähän sijoitettu maahan kytketty kondensaattori (18pF). Signaalitaajuudella tällainen kytkentä näyttää transistorilta katsottuna teoriassa äärettömältä impedanssilta eli kytkennän jälkeen olevat komponentit eivät vaikuta transistorin toimintaan signaalitaajuudella. Pienillä taajuuksilla taas edellä kuvatussa piirissä on käytännössä erittäin lyhyt mikroliuskanpätkä ja merkityksettömän pieni kondensaattori. Tällöin niiden jälkeen olevan suuren kondensaattorin (100 nF) kautta maadoitettu $50\ \Omega$:n vastus toimii suoraan pienillä taajuuksilla sisään- ja ulostulolle näkyvänä impedanssina. Valitsemalla vastuksen arvo sopivaksi saadaan transistori stabiloitua pienillä taajuuksilla. Ennen jännitelähteitä sijoitettujen kelojen (Ind 470 uH ja Ind 15 uH) tarkoitus on estää jännitelähteiden impedansseja sotkemasta esijännitepiireihin valittuja impedanssitasoja. Nielun esijännitepiirissä on kelaa valitessa syytä huomioida, että kelalla on tarpeeksi pieni DC-resistanssi ja riittävä virrankesto, koska tehovahvistimessa käyttöjännitteestä otetaan paljon virtaa.

Teoriassa transistorin stabilointi olisi mahdollista toteuttaa myös negatiivista takaisinkytkentää käyttämällä. Tämä perustuu ajatukseen, että takaisinkytketyllä signaalilla kumotaan epästabiilisuuden aiheuttaja S_{12} (ideaalisen kumoamisen jälkeen $S_{12} = 0$). Tätä keinoa ei kuitenkaan juuri käytetä, koska takaisinkytkennän toteuttaminen mikroaaltotaajuuksilla on hankalaa. Jos takaisinkytkentä ei ole tarpeeksi laajakaistainen tai muuten halutunlainen, se ainoastaan huonontaa stabiilisuutta alkuperäiseen tilanteeseen nähden. [17]

Yleisesti ottaen transistorin stabilointi on aina helpompaa, jos epästabiilisuutta ei ilmene toimintataajuudella. Tällöin on mahdollista stabiloida transistori taajuusselektiivisillä ratkaisuilla, huonontamatta transistorin muita ominaisuuksia. Kun transistori on epästabiili toimintataajuudella, joudutaan transistorin sisään- tai ulostulossa tai molemmissa käyttämään transistorin ominaisuuksia huonontavaa sarjaan tai rinnan kytkettyä vastusta. Tilanne on juuri tällainen käytetyillä MRF281Z- ja MRF282Z-transistoreilla. Tehovahvistimessa transistorin ulostuloon sijoitettu resistanssi onkin varsin huono ratkaisu, koska siihen hukkuu osa vahvistetusta tehosta. Näin saatava maksimiulostuloteho pienenee ja hyötysuhde laskee. Suuremmilla tehoilla myös vastusten tehonkesto muodostuu ongelmaksi. MRF282Z:n stabiloimisessa tällaista vastusta ($R_{out} = 1 \Omega$) jouduttiin kuitenkin käyttämään. Kuvissa 3.7 (a) ja (b) on esitetty kaksiasteisen vahvistimen stabiilisuussimuloinnin tuloksia. Kuvan (a) käyrät kuvaavat stabiilisuutta ilman mitään stabilointipiirejä ja kuvan (b) käyrät tilannetta, jolloin kuvan 3.6 mukaista stabilointia käytetään. Nämä simuloinnit on tehty käyttäen 50Ω :n referenssi-impedanssia, johon vahvistin on myös sovitettu.



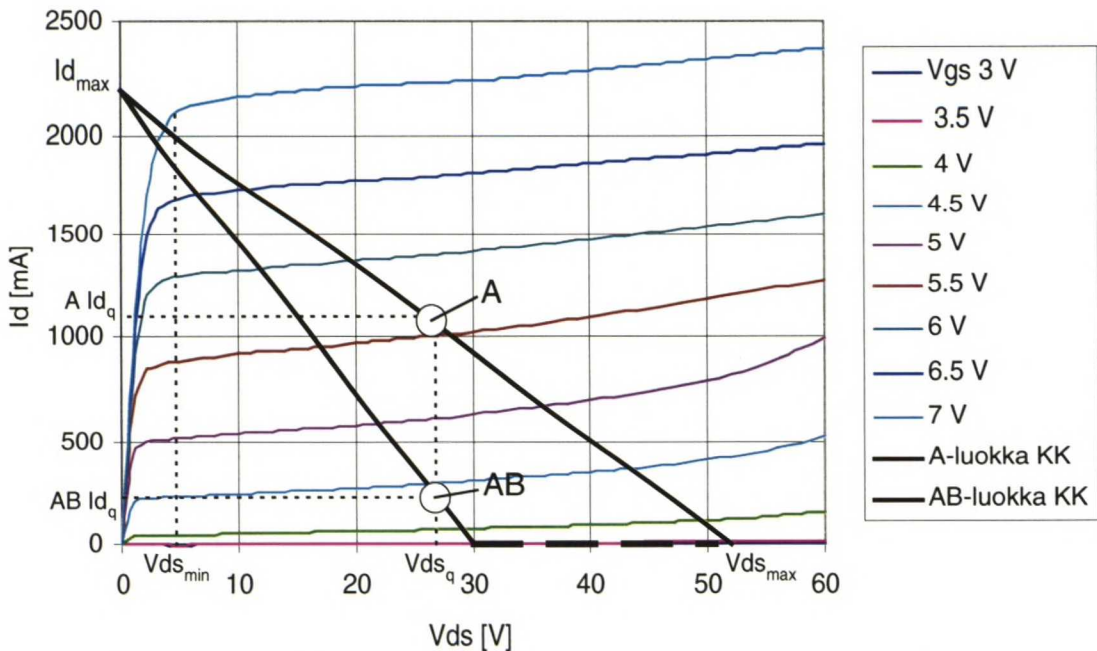
Kuva 3.7: Kaksiasteisen vahvistimen μ -parametrit ilman stabilointia (a) ja stabiloituna (b).

Kuvasta 3.7 nähdään, että ilman stabilointia μ -parametrien arvo on pienimmillään alle -1. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että koko Smithin diagrammin alue kuuluu epästabiiliin alueeseen. Näin ollen vahvistin värähtelee kaikilla mahdollisilla passiivisilla impedansseilla. Stabilointipiirien vaikutuksesta μ -parametrien arvot ovat kaikkialla yli yhden, joten vahvistin on ehdottoman stabiili.

3.4 Vahvistimen sovittaminen

Kun suunnitellaan piensignaali vahvistinta, vahvistimen sovittaminen on yleensä varsin suora-aviivaista. Jos vahvistimesta halutaan maksimivahvistus, niin sekä transistorin sisäänmeno että ulostulo sovitetaan konjugaattisesti (oletetaan transistorin olevan ehdottoman stabiili ja ettei haluta minimoida kohinaa). Konjugaattisella sovittamisella tarkoitetaan sitä, että sisään- ja ulostulon sovituspierit muuttavat generaattoriin ja kuormaan päin näkyvät heijastuskertoimet (ρ_S ja ρ_L) transistorin omien sisään- ja ulostulopoorttien heijastuskertoimien (ρ_{in} ja ρ_{out}) kompleksikonjugaateiksi. Tehovahvistimen sovittaminen on monella tavoin ongelmallisempaa kuin piensignaali vahvistimen. Tehovahvistimessa ei yleensä maksimulostulotehoa saada ρ_L :n arvolla ρ_{out}^* ja näin sovituksessa joudutaan tekemään kompromissi vahvistuksen ja ulostulotehon välillä. Ongelmallista on myös se, että epälineaarinen tehotransistori (läh- töimpedanssi vaihtelee tehotason funktiona) joudutaan sovittamaan lineaariseen kuormaan, joten sovitusta on mahdotonta optimoida kaikilla tehotasoilla. Kolmas ongelma tehotransistoreiden sovittamisessa ovat niiden matalat impedanssit. Impedanssit yhä vain pienenevät, mitä suurempitehoisesta transistorista on kysymys. Tehovahvistimen sovitusta hankaloittaa lisäksi tosiasia, että sovituksessa pitää huomioida perustaajuuden lisäksi myös sovitus harmonisilla taajuuksilla.

Transistorista saatavaa ulostulotehoa rajoittaa pääasiassa kolme tekijää: lähteen ja nielun välinen läpilyöntijännite ($V_{ds_{max}}$), maksimivirta lähteen ja nielun välisessä kanavassa ($I_{d_{max}}$) ja termiset ominaisuudet [16]. Jotta transistorista saataisiin ulos maksimiteho, täytyy kuormaimpedanssi valita siten, että sekä virta että jännite saavat maksimiarvonsa. Jotta näitä maksimi-arvoja voidaan käyttää, täytyy tehotransistorin jäähdytys toteuttaa huolella. Rakennetuissa prototyypeissä transistorin alle ja lähiympäristöön sijoitettiin mahdollisimman paljon maadoitettuja läpivientejä, joiden kautta lämpö saatiin siirtymään piirilevyn alla olevaan yhtenäiseen maatasoon. Itse piirilevy kiinnitettiin alumiiniseen jäähdytyslevyyn ja vielä ennen tätä piiri- ja jäähdytyslevyn väliin levitettiin lämpöä johtavaa sinkkipastaa. Virran ja jännitteen samanaikaista maksimointia on havainnollistettu MRF282Z:n simuloitujen ominaiskäyrien päälle piirretyllä kuvalla 3.8. Kuvaan on myös merkitty toimintapisteet A- ja AB-luokissa.



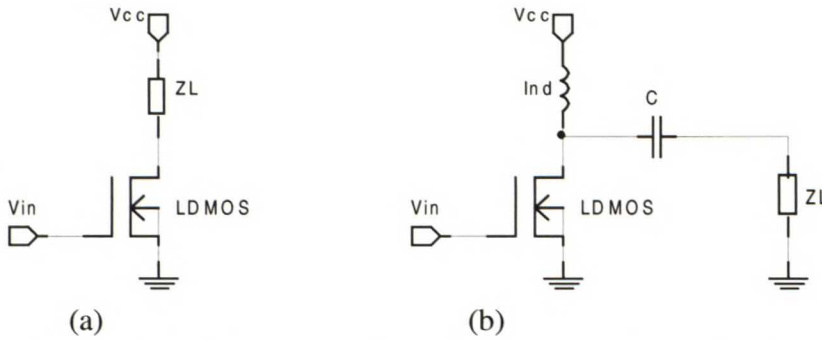
Kuva 3.8: MRF282Z:n ominaiskäyrät ja kuormituskäyrät eri toimintaluokissa.

Yksinkertainen tapa määrittää likimääräisesti A-luokan vahvistimen maksimitehon tuottava optimikuormaimpedanssi Z_L , on laskea se maksimivirran ja -jännitteen väliin piirretystä kuormituskäyrästä kaavalla (3.4) [18].

$$Z_L = -\frac{1}{\text{kuormituskäyrän kulmakerroin}} \quad (3.4)$$

MRF282Z:n kuormaimpedanssiksi saataisiin tällä tavoin laskien kuvan 3.8 tapauksessa 21Ω (luku eivät ole todellinen, koska ylimpiä ominaiskäyriä ei ole otettu mukaan kuvaan). AB-luokan vahvistimelle ei näin voida määrittää maksimitehon tuottavaa kuormaimpedanssia, koska ulostuloteho riippuu ratkaisevasti myös harmonisten taajuuksien sovituksista. Ideaalisen AB- ja B-luokan vahvistimien tapauksessa osoittautuu kuitenkin optimikuormaimpedanssi olevan sama kuin A-luokan vahvistimella [16]. Edellä kuvatulla kuormituskäyräajattelulla saadaan fysikaalinen kuva siitä, miten transistorin ulostuloteho rajoittuu. Näin ei kuitenkaan voida määrittää todellisesta optimikuormaimpedanssista kuin karkea suuruusluokka, koska transistorin toiminta on paljon edellä kuvattua monimutkaisempaa. Todellinen sovitaminen onkin tehty transistorin epälineaarisen simulointimallin perusteella.

Tehovahvistimessa käyttöjännitteestä saatava maksimiteho riippuu ratkaisevasti siitä, miten esijännitepiirit on toteutettu. Kuvassa 3.9 on esitetty kaksi periaatteeltaan erilaista tapaa kytkeä kuormaimpedanssi transistorin ulostuloon [9]. Kohdassa (a) Z_L on kytketty suoraan transistorin nielun ja käyttöjännitteen V_{cc} väliin. Kohdassa (b) on esijännitepiiriin lisätty V_{cc} :n ja nielun väliin signaalin kannalta suuri kela ja Z_L on kytketty nielulle kelan rinnalle. Todellinen kela ei tietenkään ole välttämätön, vaan riittää että signaalitaajuudella nielulta käyttöjännitteeseenpäin näkyy suuri impedanssi.

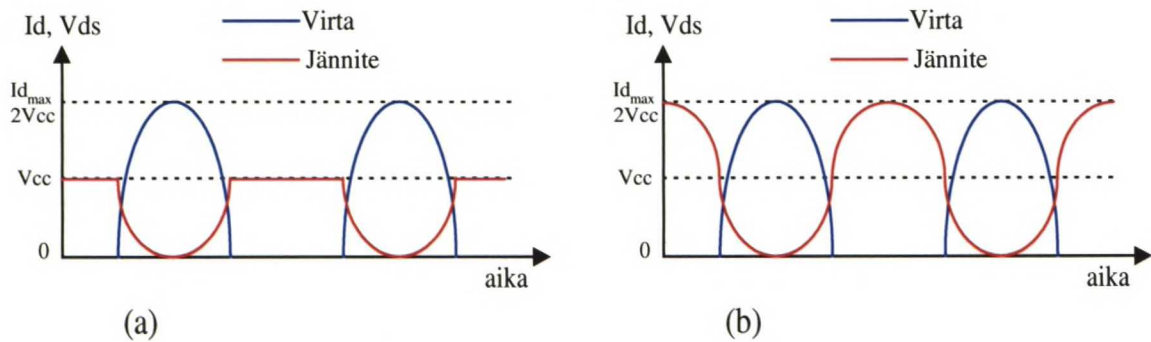


Kuva 3.9: Käyttöjännitteen kytkeminen nielulle kuormaimpedanssin (a) ja kelan (b) kautta.

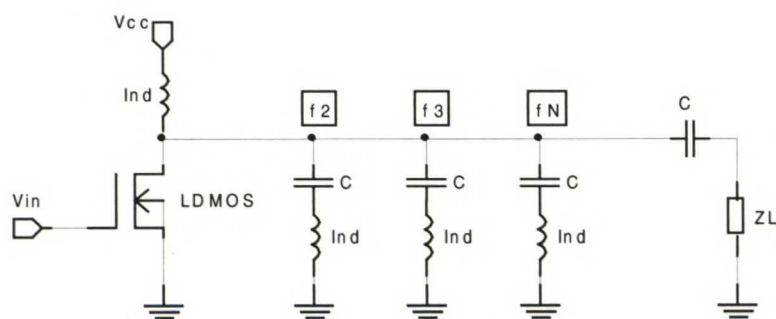
Esijännitetyypistä riippuu suoraan, mikä on suurin mahdollinen nielun ja lähteen välinen huippujännite V_{ds} ja samalla myös jännite kuorman yli. Kuvan 3.9 (a) mukaisella esijännityksellä V_{ds} voi olla enintään yhtä suuri kuin V_{cc} , koska nielun jännite riippuu suoraan Z_L :n läpi kulkevasta hetkellisestä virrasta. Signaalin jännite on siten aina välillä $0 \text{ V} - V_{cc}$. Kun esijännitepiiri muutetaan kuvan 3.9 (b) mukaiseksi, käyttöjännitteestä otettu virta on vakio ja riippumaton nielun hetkellisestä jännitteestä. Nielun jännite riippuu ainoastaan kuormaimpedanssista ja kanavassa kulkevasta virrasta. Signaalin mahdollinen huippujännite kasvaa (a)-kohtaan verrattuna kaksinkertaiseksi eli jännite voi vaihdella 0 V :n ja $2V_{cc}$:n välillä. MRF281Z- ja MRF282Z-transistoreille valmistaja suosittelee käyttöjännitteeksi 26 V , mitä kuvassa 3.8 on merkitty V_{dsq} :lla. Näin saadaan signaalin maksimijännitteeksi kuvaan myös merkitty $V_{ds_{max}}$. Se, ettei jännite voi nousta korkeammaksi kuin $2V_{cc}$, johtuu nielujännitteen DC-komponentista. Jos oletetaan yksinkertaisuuden vuoksi lähtösignaalin olevan sinimuo-

toinen, on sen DC-komponentti puolet huipusta huippuun mitatun signaalin arvosta. Kun V_{ds} :n DC-komponentti on yhtä suuri kuin V_{cc} , ei toimintapisteen edellyttämä virta I_{dq} enää kulje kelan läpi eikä jännite nielulla siten voi nousta korkeammaksi kuin V_{cc} .

Todellisuudessa työssä käytettyjä transistoreita ei ole järkevää esijännittää A-luokkaan kuvassa 3.8 esitetyllä tavalla. Surkean hyötysuhteen lisäksi tällä tavoin myös huononnettaisiin vahvistimen lineaarisuutta, koska vahvistus alkaisi kompressoitua jo suhteellisen pienillä tehotasoilla. Valmistaja on suunnitellut transistorit toimimaan AB-luokassa ja suosittelee toimintapistettä, jossa I_{dq} (nieluvirta kun vahvistettavaa signaalia ei ole) on MRF281Z:lla 25 mA ja MRF282Z:lla 75 mA. AB-luokassa virta transistorin kanavassa ei ole enää jatkuvaa ja tästä syystä harmonisten signaalien merkitys kasvaa. A-luokassa toimittaessa päästään hyvään lopputulokseen, kun transistori sovitetaan oikein signaalitaajuudella, mutta AB-toimintaluokassa joudutaan huomioimaan sovitus myös signaalin harmonisilla taajuuksilla. Harmonisten taajuuksien sovittamisen merkitystä on esitetty kuvassa 3.10. Kuvassa tutkittavan vahvistimen oletetaan yksinkertaisuuden vuoksi olevan ideaalinen B-luokan vahvistin, jonka lähtöimpedanssi on puhtaasti reaalinen. Kuvan 3.10 (a)-kohdassa harmoniset taajuudet on päätetty samalla reaalilla kuormalla kuin perustaajuuskin. Tilanne vastaa kuvan 3.9 (b) vahvistinkytkentää. Kuvan 3.10 (b)-kohdassa kaikki harmoniset taajuudet on päätetty oikosulkulla. Tällainen kytkentä on esitetty kuvassa 3.11.



Kuva 3.10: Harmonisten taajuuksien sovittamisen merkitys ideaalisen B-luokan vahvistimen virtoihin ja jännitteisiin.



Kuva 3.11: Vahvistimen ulostulon harmonisten taajuuksien sovittaminen oikosulkuun.

Kuten kuvasta 3.10 (b) nähdään, on jännite nielulla jatkuva vaikkei virta sitä olekaan, jos kaikki harmoniset taajuudet on sovitettu nollaimpedanssiin. Koska jännite nielulla on jatkuva, niin on sitä myös jännitteen aiheuttama virta kuormaimpedanssissa Z_L . Näin voidaankin todeta tällaisen ideaalisen B-luokan vahvistimen (ja siten myös AB-luokan vahvistimen) toimivan täysin lineaarisesti. Fysikaalisesti lineaarinen toiminta on helppo ymmärtää. Koska harmonisilla taajuuksilla transistorilta kuormaan päin näkyvä impedanssi on nolla, on perustaajuus ainoa taajuus, jolla kuormaan voi siirtyä tehoa. Harmonista säröä ei siis esiinny.

Kuvan 3.11 toteutuksessa harmonisten taajuuksien nollaimpedanssit on toteutettu transistorin nielulle sijoitetuilla resonanssiipiireillä, joiden resonanssitaajuuksina ovat signaalin harmoniset taajuudet. Koska käyttöjännitteestä tuleva virta on vakio, niin kuormaan tulee virta juuri resonanssiipiireistä silloin kun transistorin läpi ei kulje virtaa. Jos resonanssiipiirit poistetaan transistorin nielulta, muuttuvat virta ja jännite nielulla kuvan 3.10 (a) mukaisiksi. Koska harmonisia taajuuksia ei ole enää päätetty oikosululla, pääsevät myös harmoniset taajuudet etenemään kuormaan, jolloin vahvistettava signaali säröytyy. [16]

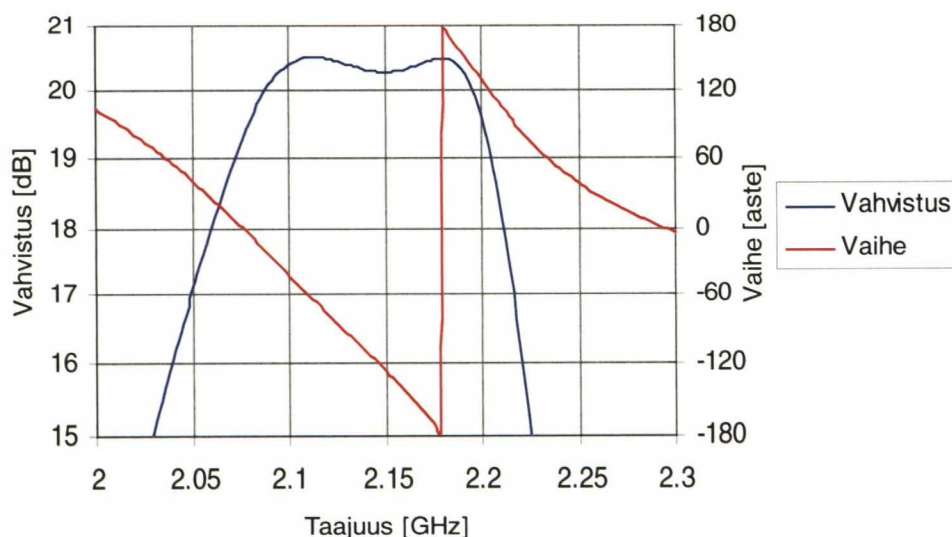
Harmonisten taajuuksien sovittamisen vaikutus näkyy myös kuvan 3.8 AB-luokan vahvistimen kuormituskäyrässä. Jos harmonisia taajuuksia ei ole päätetty oikosuluilla, vahvistimen kuormituskäyrä on kuvaan merkityn yhtenäisen viivan kaltainen. Kun harmonisten taajuuksien oikosulut lisätään nielulle, tulee kuormituskäyrään sen alapäähän katkoviivalla merkitty osa. Katkoviivalla merkitty osa tarkoittaa sitä, että jännite nielulla nousee vaikka virta I_d pysyykin nollassa (sama asia nähtiin myös kuvasta 3.10 (b)). Tällaisessa tapauksessa on kuitenkin jo kyseenalaista, voidaanko käsitettä kuormituskäyrä enää käyttää, koska ensinnäkin kuorituskäyrä ei vastaa enää vakioimpedanssia (ei ole suora viiva) ja toiseksi sen vaakasuoraa osaa vastaava impedanssi on ääretön (äärettömän pieni virranmuutos aiheuttaa äärellisen muutoksen jännitteessä). Käytännössä ulostulon harmonisten taajuuksien sovittamisella voidaan parantaa AB-luokan vahvistimen lineaarisuutta ja lisätä vahvistimen maksimilähtötehoa. Merkittävien tulosten saavuttamiseksi ei tarvitse huomioda montaa ensimmäistä harmonista taajuutta. Yleensä selvä parannus saadaan aikaan jo sovittamalla toinen harmoninen taajuus oikosululla [19]. Harmonisten taajuuksien sovittamisen vaikutus ei ole kaikilla transistoreilla aivan niin suuri kuin edellä kuvatusta voisi kuvitella. Tämä johtuu siitä, että joillain transistoreilla harmoniset taajuudet ovat jo transistorin omista ominaisuuksista johtuen sovitettu matalaan impedanssiin. Näin on myös perustaajuuden kohdalla, mutta sehän joudutaan erikseen sovittamaan haluttuun kuormaimpedanssiin joka tapauksessa. Matala lähtöimpedanssi johtuu transistorin sisäisestä nielun ja lähteen välisestä kapasitanssista, joka yleensä on varsin merkittävä (Motorola ilmoittaa MRF281Z:lle 3.3 pF ja MRF282Z:lle 8 pF). Ongelmia voi syntyä silloin, jos kuorma resonoi C_{ds} :n kanssa väärällä taajuudella [16].

Tämän työn vahvistinprototyypeissä ainoastaan toiselle harmoniselle suunniteltiin ulostuloon erityinen nollaimpedanssi. Tätä nollaimpedanssia ei toteutettu nielulle sijoitetulla resonattoriipiirillä, vaan signaalitaajuudella neljännesaallon etäisyydelle ulostulon esijännitepiiriin sijoitetulla kondensaattorilla. Toisen harmonisen taajuudella samainen kondensaattori on silloin puolen aallon päässä transistorin nielusta eli etäisyydellä, joka vastaa täyttä kierrosta Smithin diagrammilla. Näin toisen harmonisen kannalta on sama kuin kondensaattori olisi sijoitettu suoraan nielulle. Kondensaattoriarvo yritettiin valita siten, että sen resonanssitaajuus olisi sama kuin toisen harmonisen taajuus eli 4,28 GHz. Näin päädytään arvoon 2 pF, kun käytetään Tekelecin CHB-kondensaattoreita. Jälkikäteen voidaan todeta, ettei tällainen toteutus varmaankaan ole paras mahdollinen. Koska kondensaattori on sijoitettu suurella taajuudella varsin pitkän mikroliuskan päähän, on täysin mahdollista, että järjestely näyttää nielulle toisen harmonisen kannalta enemmän resistiiviseltä kuormalta kuin oikosululta [19]. Varsinaiset sovituspierit toteutettiin käyttäen yhdessä sovituspierissä ainoastaan yhdenlevyistä mikroliuskaa, josta kytkettiin maihin tarvittavat kondensaattorit. Sovituspieristä olisi saatu paremmat ja ennen kaikkea pienemmät, jos olisi käytetty eri impedanssisia mikroliuskajohtimia. Syy siihen, että sovituspierit kuitenkin suunniteltiin näin, oli epävarmuus simulointien luotettavuudesta. Tällä tavoin toteutettua sovituspieriä on helppo muuttaa jälkikäteen halutulla tavalla, koska kondensaattorin arvon lisäksi voidaan muuttaa myös sen paikkaa. Piirilevy materiaalina käytettiin Rogers 4350 -substraattia. Rogers 4350 on kallista verrattuna esimerkiksi FR4:ään, mutta sen hyviin puoliin kuuluvat pienet tehohäviöt (häviötangentti

0,004) ja vähäiset vaihtelut permittiivisyydessä. Tehovahvistimessa pienet tehohäviöt ovat luonnollisesti toivottava ominaisuus, jottei vaivalla hankittua RF-tehoa muutettaisi lämmöksi. Rogers 4350:n suhteellinen permittiivisyys on $3,48 \pm 0,05$ (10 GHz, 23° C). Permittiivisyys on pienen valmistustoleranssin lisäksi myös melko vakio lämpötilan ja taajuuden funktiona.

3.5 Suunniteltu vahvistin

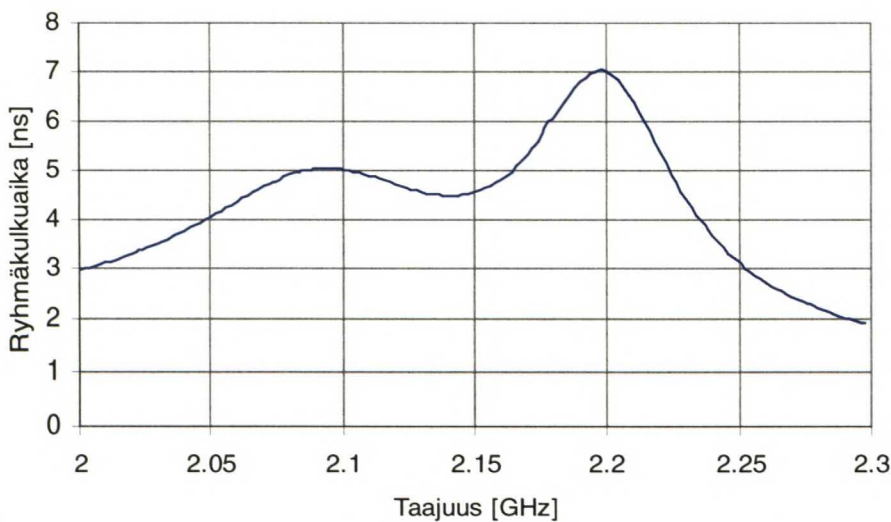
Simuloinneissa kaikki suunnitellut vahvistimet saatiin toimimaan hyvin. Kaikki simulointitulokset, jotka seuraavaksi on esitetty, koskevat kaksiasteista vahvistinta. Tätä vahvistinta vastaavat piirikaaviot on esitetty kuvissa 3.15 ja 3.16. Kuvissa käytetyt yksiköt on merkitty kuvaan 3.15. Kun kuvassa 3.16 esitetyn ensimmäisen vahvistinasteen ulostuloportti (P_{out}) kytketään kuvassa 3.15 esitetyn toisen vahvistinasteen sisäänmenoporttiin (P_{in}), saadaan simuloinneissa käytetty kaksiasteinen vahvistin. Kaksiasteinen vahvistimen transistoreille on käytetty valmistajan suosittelemia toimintapisteitä (MRF281Z $I_{dQ} = 25$ mA ja MRF282Z $I_{dQ} = 75$ mA). Vahvistusta ei simuloinneissa saatu aivan niin paljoa kuin valmistaja datasivuillaan lupasi, mutta tämä olikin odotettavissa, koska osa vahvistuksesta uhrattiin stabiilisuuden parantamiseksi. Kuvassa 3.12 on esitetty harmonisella balanssilla simuloitu vahvistus, kun sisäänmenevän signaalin tehotaso on 0 dBm eli toimitaan vielä selvästi piensignaaliolosuhteissa.



Kuva 3.12: Kaksiasteinen vahvistimen simuloitu vahvistus ja vaihe.

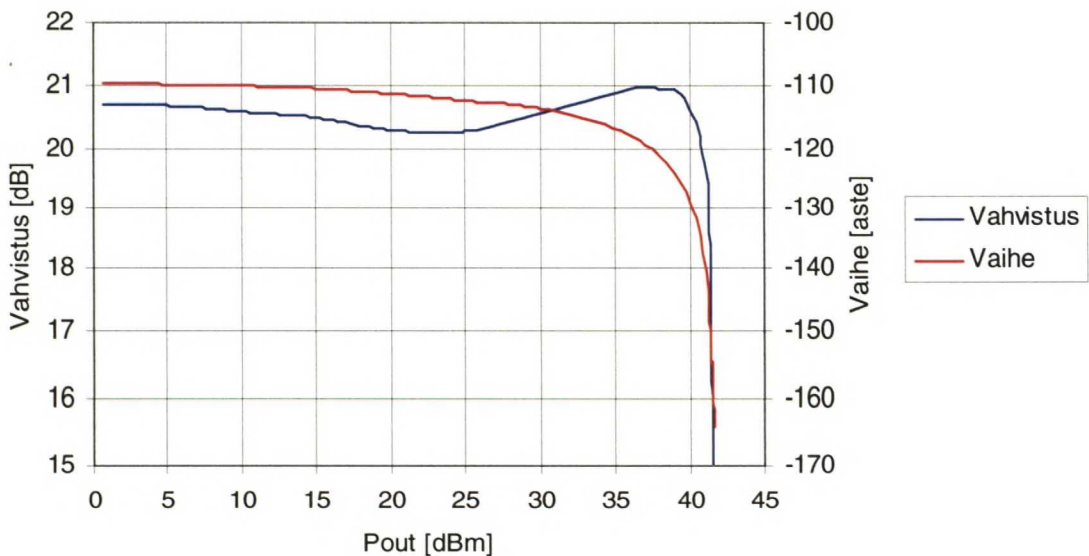
Kuvasta 3.12 nähdään, että signaalikaistalla vahvistus on tasainen ja vaihe muuttuu lineaarisesti. Vaiheen muuttumista on vaikea nähdä tarkasti kuvasta, joten paremman käsityksen vaiheen lineaarisuudesta saa tarkastelemalla ryhmäkulkuaikaa t_d . Tämä on laskettu simulointituloksista kaavan (2.14) mukaisesti ja se on esitetty kuvassa 3.13. Kuvasta nähdään, että t_d on signaalin kaistanleveyden alueella $5 \pm 0,5$ ns. WCDMA-spesifikaatiot eivät määrittele sallittuja rajoja ryhmäkulkuajan vaihtelulle. Koska ryhmäkulkuajan vaihtelu näkyy EVM:ssä (Error Vector Magnitude) eli virhevektorin pituudessa, tulee ryhmäkulkuaikavaatimukset asetettua osana EVM-vaatimuksia. Ei ole helppoa laskea ryhmäkulkuajan teoreettista tarkkaa vaikutusta EVM:ään, mutta käytännön kannalta voidaan todeta 1 ns:n suuruisen vaihtelun olevan merkitykseltään vähäistä. Tämä on helppo havaita laskemalla suurin mahdollinen vaihevirhe, joka voi 5 MHz:n kaistanleveydelle signaalille aiheutua 1 ns:n ryhmäkulkuajan vaihtelusta. Maksimivaihevirhe saadaan kertomalla kaistanleveys ja ryhmäkulkuajan vaih-

telu keskenään. Näin maksimivaihevirheeksi saadaan $1,8^\circ$ ja oikeasti virhe on vielä selvästi pienempi, koska millään yksittäisellä 5 MHz:n vahvistuskaistalla ei ryhmäkulkuajan vaihtelu ole yhtä nanosekuntia. Yleisesti ottaen tehovahvistimen ryhmäkulku aika ei olekaan ongelma. Kriittisimmät osat ryhmäkulkuajan kannalta ovat välitaajuus- ja kantataajuussuodattimet.

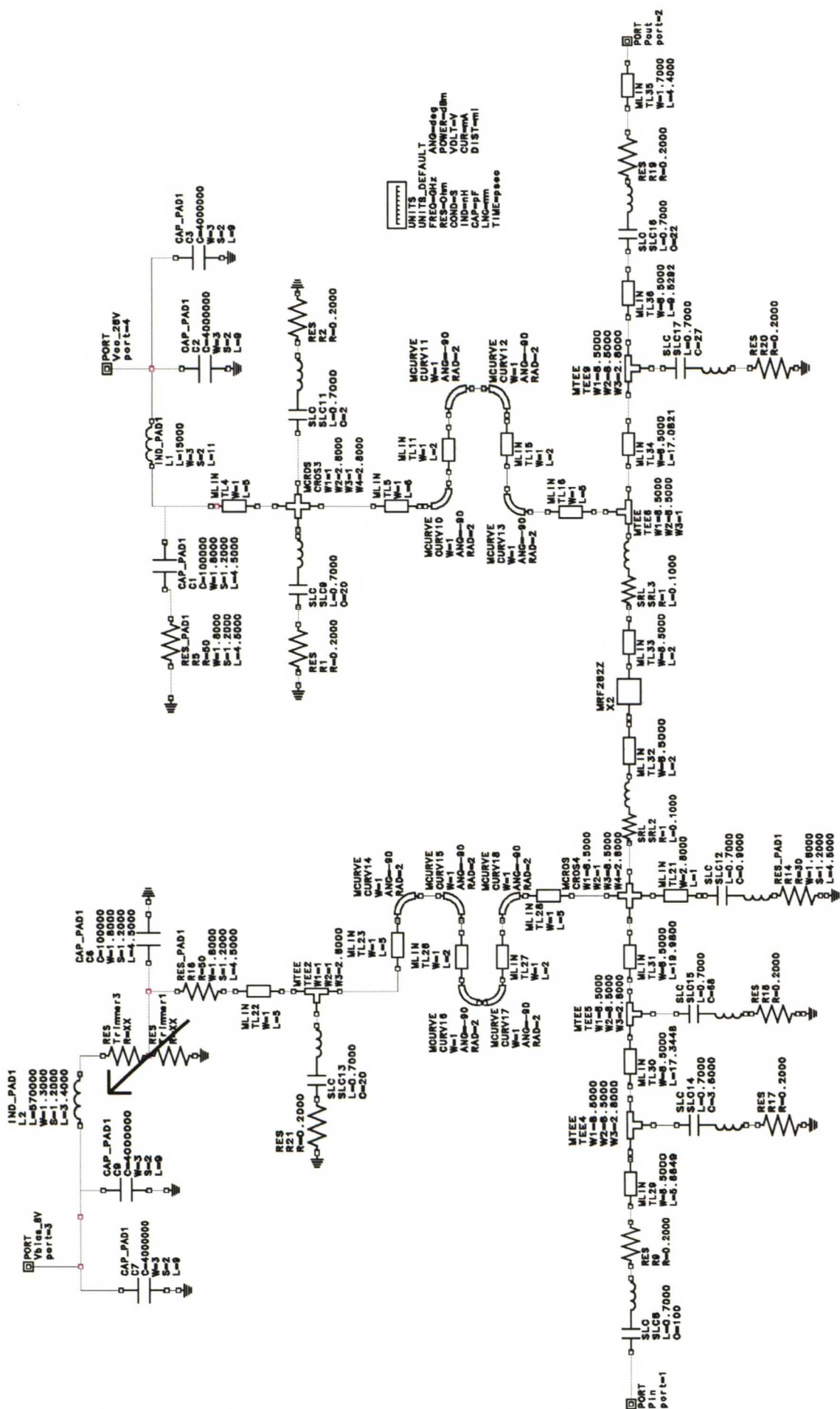


Kuva 3.13: Kaksiasteisen vahvistimen simuloitu ryhmäkulku aika.

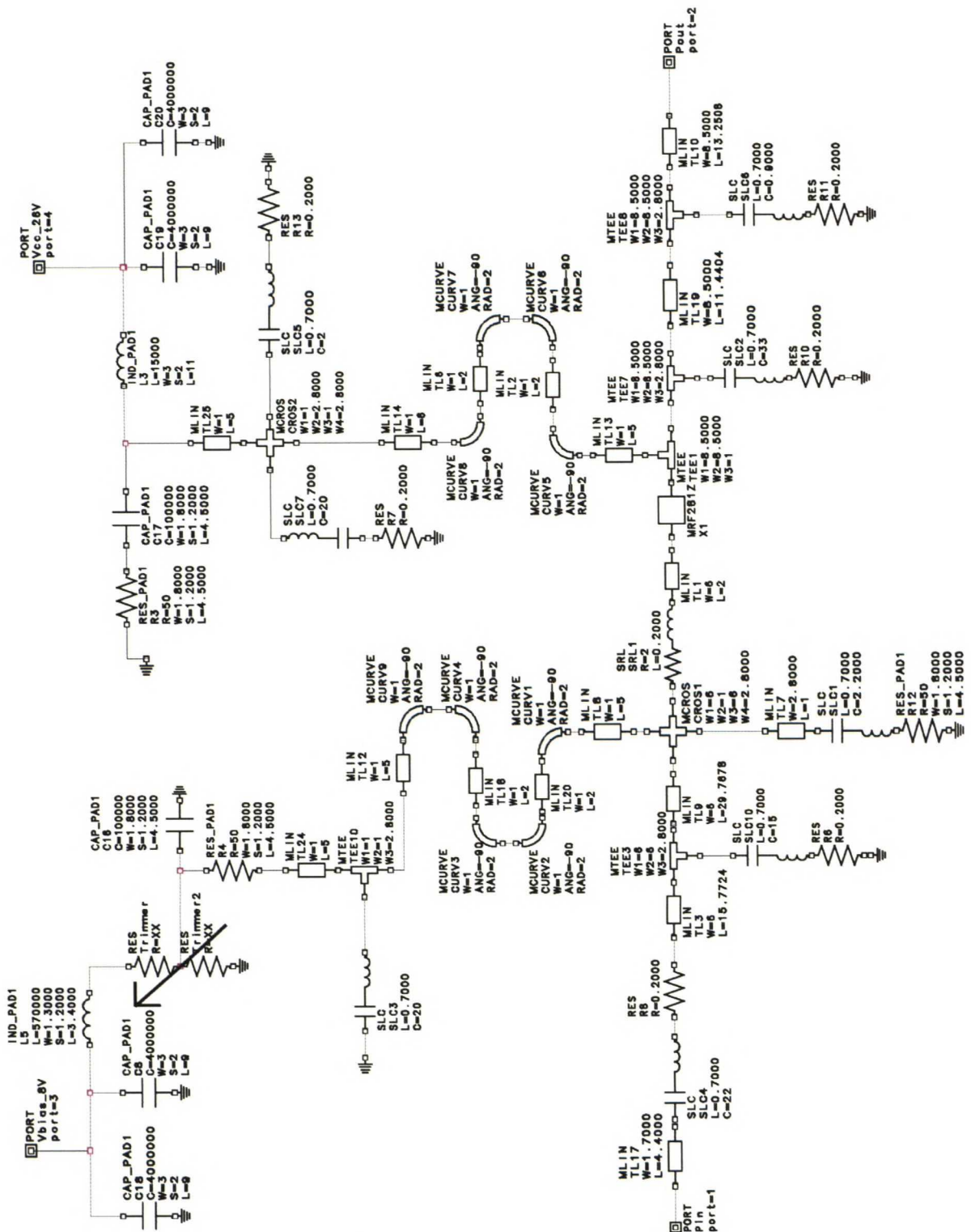
Kuvassa 3.14 on simuloitu vahvistuksen kompressoitumista eli AM-AM-säröytymistä ja samassa kuvassa on esitetty myös simuloitu AM-PM-säröytyminen. Simuloinnissa on käytetty vahvistettavana signaalina 2,14 GHz:n taajuista sinisignaalia. Simuloinnin mukaan pääteasteen MRF282Z-transistorista saadaan 50 Ω:n kuormavastukseen tehoa luvattu 10 W (40 dBm). Erikseen MRF281Z:lle tehdyssä simuloinnissa todettiin siitä lähtevän tehoa luvattu 4 W (36 dBm). Vahvistin toimii AM-AM-käyränsä puolesta suhteellisen lineaarisesti vielä luvatuilla maksimitehoillakin, mutta vaihe alkaa säröytyä noin 1 W:n tehotasolta lähtien (30 dBm). 10 W:lla signaalin vaihe on jo muuttunut 20 astetta piensignaaliarvostaan. Tämä on lineaarisuuden kannalta huono asia, koska vahvistin toimii WCDMA-signaalin vaatimasta back-offista huolimatta paljon juuri tehoalueella 1 – 10 W.



Kuva 3.14: Kaksiasteisen vahvistimen simuloitu AM-AM- ja AM-PM-säröytyminen.



Kuva 3.15: Kaksiasteisen vahvistimen toisen asteen piirikaavio.

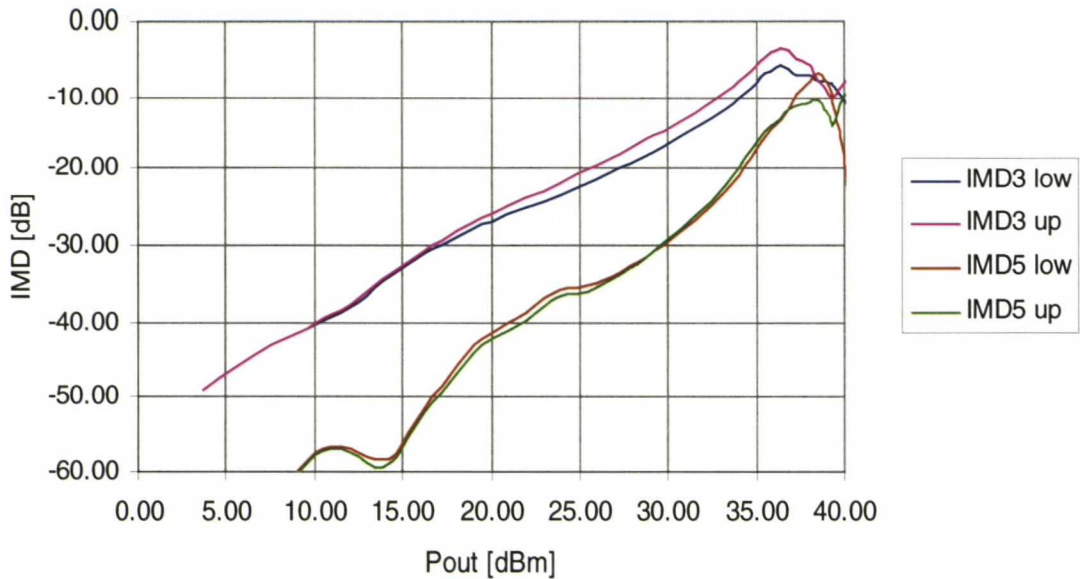


Kuva 3.16: Kaksiasteisen vahvistimen ensimmäisen asteen piirikaavio.

Vahvistimen lineaarisuus edellyttää, ettei AM-AM- eikä AM-PM-säröä esiinny. Vaikka tämä onkin lineaarisuuden välttämätön ehto, niin se ei kuitenkaan ole vielä riittävä ehto. Keskinäismodulaatiosärökomponenttien suuruudet voidaan helposti määrittää luvussa kaksi kuvattujen IMD-käyrien avulla. IMD-käyrien hyvä puoli on myös se, että niitä on helppo simuloida harmonista balanssia käyttäen. Esimerkiksi ACPR-arvojen, joiden mukaan lineaarisuusvaatimukset on WCDMA-järjestelmässä määritelty, simulointi on paljon vaikeampaa. Vahvistimen IMD-tuloksista on kuitenkin mahdollista laskea niitä CDMA-signaalissa likimäärin vastaavat ACPR-arvot [20]. Viitteessä [20] esitetyt kaavat on johdettu CDMA-

signaalin tilastollisen käyttäytymisen ja kaavan (2.7) mukaisen epälineaarisen vahvistinmallin perusteella.

Todellisen WCDMA-signaalin käyttö simuloinneissa ja sitä vastaavien ACPR-arvojen simulointi on hankalaa toteuttaa nykyisillä simulaattoreilla, koska perinteiset aika-alueen tai harmonisen balanssin simuloinnit soveltuvat huonosti tähän tarkoitukseen [22]. Ongelma näitä simulointimenetelmiä käytettäessä on se, että simulointiajat muodostuvat monimutkaisen herätesignaalin vuoksi erittäin pitkiksi. Joissain uusimmissa simulaattoreissa (esimerkiksi HP:n ADS-simulaattorissa) on verhokäyräsimulointimahdollisuus, joka on kehitetty juuri tämän tyyppisten ongelmien ratkaisemiseksi. Signaalin, jolla on monimutkainen spektri, analysoiminen on kuitenkin yhä hankalaa, vaikka käytössä olisikin verhokäyräsimulaattori. Kuvassa 3.17 on tyydytty simuloimaan vahvistimen IMD-tuloksia perinteisellä kaksitaajuustestillä. Testisignaaleina on käytetty sinisignaaleita, joiden taajuudet ovat 2,140 GHz ja 2,141 GHz. Harmonisen balanssin simuloinnissa on huomioitu signaalien harmoniset komponentit aina seitsemänteen kertalukuun asti. Kaksitaajuustestin tuloksista on kuvassa esitetty kolmannen ja viidennen kertaluvun keskinäismodulaatiotulokset. Kuvan käyrissä esiintyvät määritteet low ja up viittaavat pienempi- ja suurempitaajuiseen särökomponenttiin.



Kuva 3.17: Kaksiasteisen vahvistimen simuloidut IMD-tulokset.

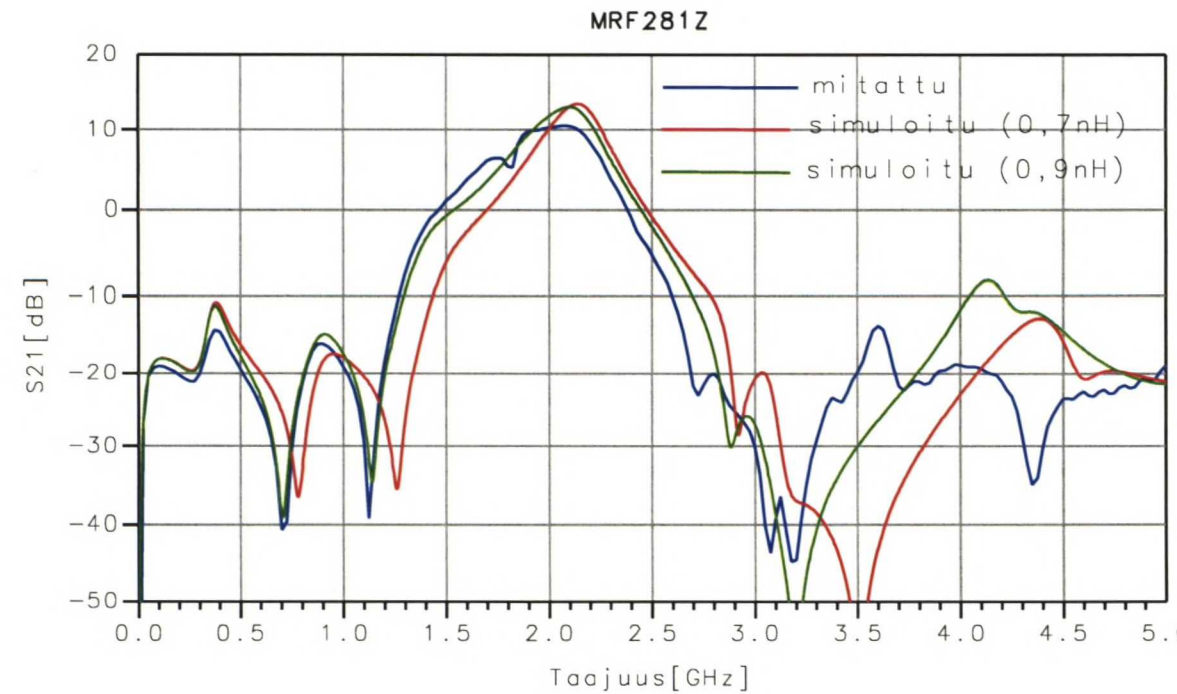
Simuloinnin mukaan vahvistimen lineaarisuus on huono. Itse asiassa se on niin huono, etteivät simuloidut tulokset voi olla luotettavia, koska ero valmistajan datasivuillaan ilmoittamiin odotettavissa oleviin IMD-tuloksiin on suuremmilla ulostulotehotasoilla (teho yli 30 dBm) noin 20 dB. Kuvan 3.17 IMD-käyrissä ei myöskään ole havaittavissa ollenkaan kuvassa 3.3 esitetyn kaltaista tasaista aluetta, jossa IMD-tulokset pysyisivät vakioina. Kuvassa 3.17 esitetyn kaltainen suoraviivainen IMD-käyttäytyminen olisi tyypillistä A-luokassa toimivalle piensignaali vahvistimelle, joka on tarkoitettu käytettäväksi alle +20 dBm:n tehotasoilla. IMD3-käyrien kulmakerroin ei kuitenkaan ole A-luokan vahvistimelle odotetun suuruinen. Kaavan (2.11) mukaisesti kolmannen kertaluvun särökomponenttien kulmakertoimen pitäisi olla kolme, mutta kuvan 3.17 käyrissä tämä kulmakerroin on ainoastaan noin 1,5. Tämän kaksitaajuustestisimulaation perusteella herää epäily, etteivät transistoreille käytetyt epälineaariset simulointimallit kelpaa lineaarisuussimulointeihin. Tämä epäily voitiin todeta oikeaksi seuraavan kohdan mittauksien perusteella.

Kun suunnitellut vahvistimet rakennettiin, todettiin mittauksissa, etteivät simuloinnit ja todelliset rakennetut vahvistimet täysin vastaa toisiaan. Kuvissa 3.18, 3.19 ja 3.20 on tutkittu simulointien ja todellisten rakennettujen vahvistimien vastaavuutta piensignaaliolosuhteissa (testisignaalin tehotaso mittauksissa oli 0 dBm). Vastaavat kuvat vahvistimien S_{11} - ja S_{22} -parametreille on esitetty liitteissä 3, 4 ja 5. Kaikki kolme vahvistinta on simuloitu ja mitattu, koska näin voidaan todeta kummankin käytetyn transistorin simulointimallin toimivuus erikseen. Simuloinnit on tehty piensignaali-S-parametrejä käyttäen ja mittaukset vektoripii-rianalyysaattorilla liitteen 2 mukaisella mittauskytkennällä. Kuvissa on esitetty vahvistimen vahvistus S_{21} kolmessa eri tapauksessa: 1) simuloitaessa alunperin suunniteltua piiriä, 2) simuloitaessa sellaista piiriä, jossa CHB-kondensaattorien hajainduktanssi on muutettu 0,7 nH:stä 0,9 nH:iin ja 3) mitattuna. Hajainduktanssin lisääminen valmistajan ilmoittamaan arvoon nähden todettiin tarpeelliseksi, koska kondensaattorit joudutaan käytännön toteutuksen vuoksi sijoittamaan siten, että signaalin virta joutuu tekemään mutkan kulkiessaan kondensaattorin läpi. Lisäksi kondensaattorit on sijoitettu suhteellisen leveään (6 mm tai 8,5 mm) mikroliuskan reunaan, jolloin mikroliuskan toisessa reunassa kulkeva osa signaalista joutuu kulkemaan pidemmän matkan kuin kondensaattorin puoleisessa reunassa kulkeva osa signaalista. Nämä molemmat seikat aiheuttavat ylimääräistä hajainduktanssia, jota valmistaja ei ole voinut huomioida ilmoittamisissaan hajasuureissa. Simulaatio- ja mittaustulosten vertailun perusteella hajainduktanssin lisäys näyttää perustellulta.

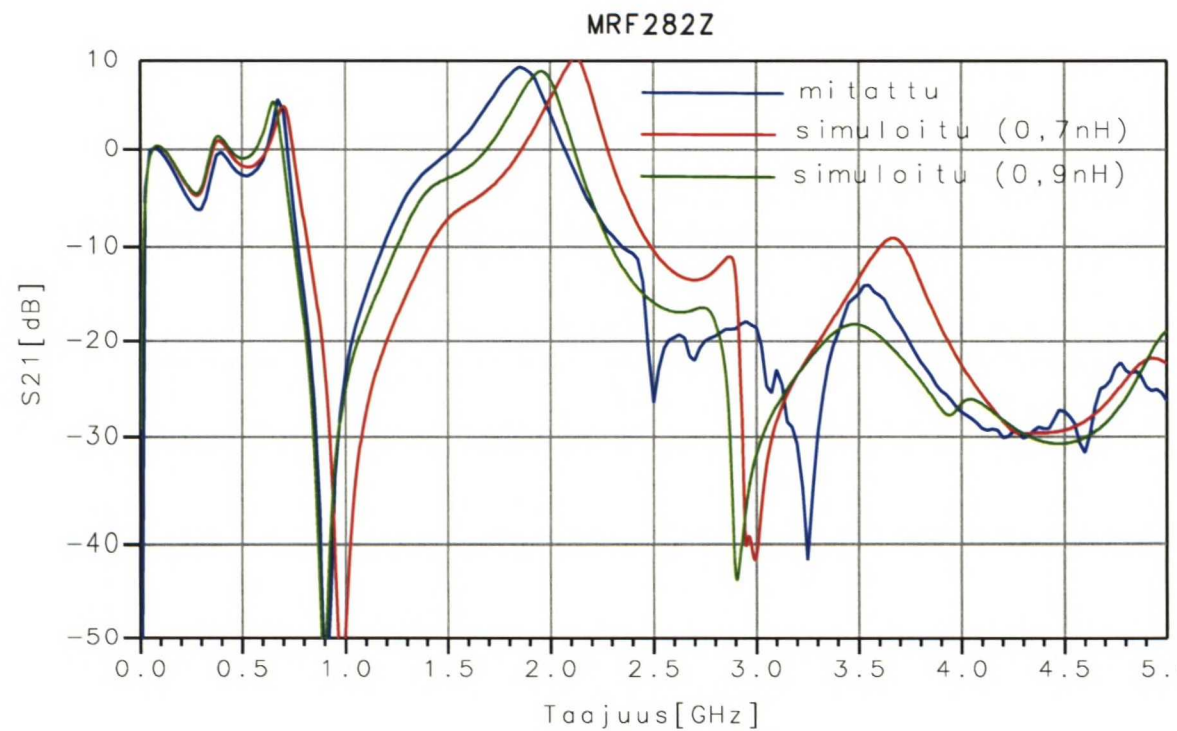
Kuvista nähdään, että korjatut simulointimallit toimivat hyvin 1 GHz:iin asti, kohtalaisesti 2 GHz:iin asti ja siitä eteenpäin selvästi huonommin. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että suunniteltaessa vahvistinta WCDMA-lähettimen taajuuskaistalle (2,11-2,17 GHz), joudutaan sitä jo virittämään kohdalleen. Liitteistä 3-5 havaitaan, että suuremmilla taajuuksilla kuin 2 GHz on sovituksissa selviä resonanssiipiikkejä. Vaikka käytetyt mikroliuskat ovat leveitä, on leveys kuitenkin aallonpituuteen niin pieni, ettei ei-toivottujen aaltomuotojen pitäisi olla mahdollisia. Odottamattomat resonanssiipiikit johtuvatkin luultavasti vastuksien ja kondensaattoreiden resonansseista, joita ei ole osattu mallintaa. Resonansseja voidaan vähentää käyttämällä pienempiä kondensaattoreita, joiden resonanssitaajuuDET ovat korkeammilla taajuuksilla. Useampiasteisessa vahvistimessa malleissa olevat virheet kertaantuvat, joten mittauksien ja simulointien väliset erotkin ovat paljon suurempia.

Kun vahvistimet oli piensignaaliominaisuuksiensa puolesta saatu toimimaan, todettiin MRF282Z:n nielulle sijoitettu 1 Ω :n stabilointivastus huonoksi ratkaisuksi. Vastus rajoitti kaksiaasteisen vahvistimen maksimiulostulotehoksi noin 35 dBm ja siksi se poistettiin, jonka jälkeen tehoa saatiin noin 37 dBm. Vahvistin osoittautui käytännössä stabiiliksi ilman tätä vastustakin, vaikka sen ei μ -parametrisimulointien mukaan sitä olisi pitänyt ollakaan. Tämä on ymmärrettävää, koska S-parametreihin perustuvat simuloinnit eivät vastanneet täysin mittauksia muutenkaan. Käytännön stabiilisuus todettiin avoimilla, oikosuljetuilla ja 50 Ω :n kuormaimpedansseilla. Nämä kolme testi-impedanssia eivät kata koko Smithin diagrammin aluetta, mutta ne on helposti toteutettavissa laajakaistaisesti ja niiden avulla saadaan ainakin jonkinlainen yleiskuva vahvistimen stabiilisuudesta. Vahvistin toimi harmonisen balanssin simuloinneissa stabiilisti ilman vastustakin. Se, etteivät S-parametreillä ja harmonisella balanssilla tehdyt simuloinnit vastanneet toisiaan stabiilisuuden osalta, johtuu luultavasti siitä, että harmoninen balanssi huomioi paremmin piirin häviöitä. Ilman ulostulon vastusta vahvistin on S-parametrisimulointien perusteella juuri stabiilisuuden rajamailla, koska jo 0,2 Ω :n vastus ulostulossa riittää stabiloimaan vahvistimen. Tämän suuruinen vastus voi aiheuttaa transistorin nielulle jo pelkistä johdinhäviöistä. Jos harmoninen balanssi onnistuu mallintamaan nämä häviöt, niin se selittää erot S-parametrisimulointeihin. Kaksiaasteisen vahvistimen ulostulosovituksen lopullisen virittämisen jälkeen ulostulotehoa saatiin noin 39 dBm ja vahvistusta noin 17 dB. Molempia arvoja olisi ollut sovituksia muuttamalla vielä

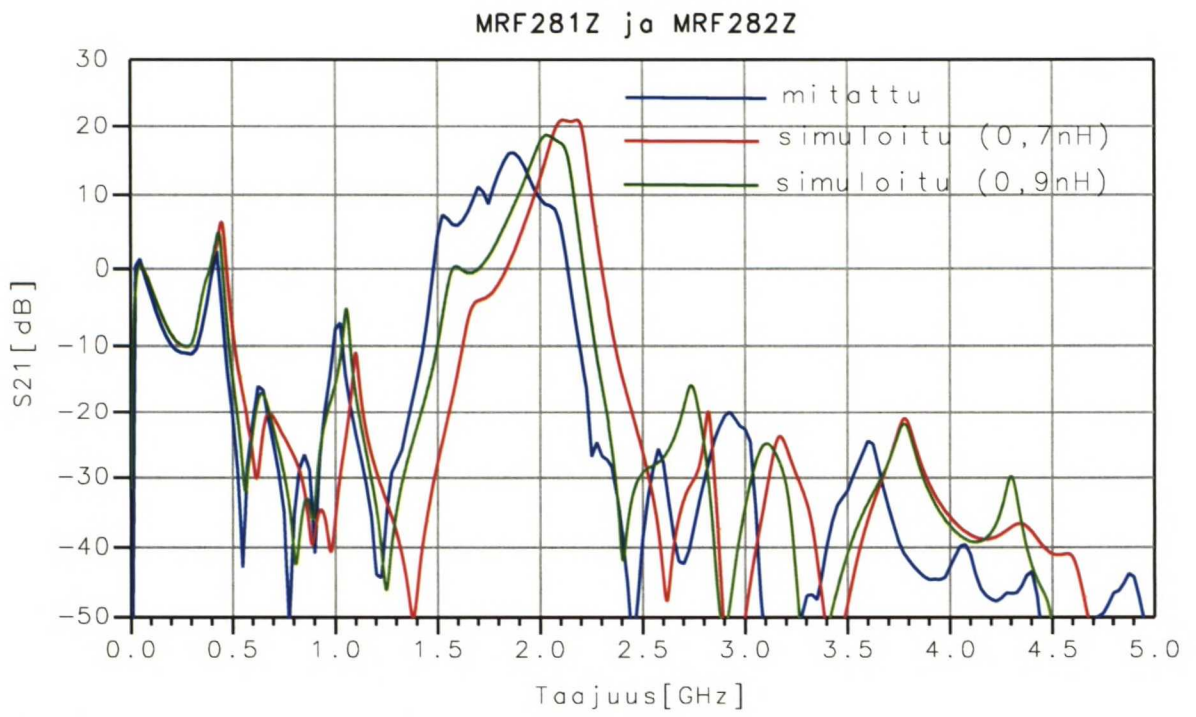
mahdollista parantaa, mutta diplomityön etenemisen kannalta ei ollut enää mielekästä jatkaa aikaa vievää vahvistimien suorituskyvyn viilaamista.



Kuva 3.18: Yksiasteisen (MRF281Z-transistori) vahvistimen S_{21} -parametrit.



Kuva 3.19: Yksiasteisen (MRF282Z-transistori) vahvistimen S_{21} -parametrit.



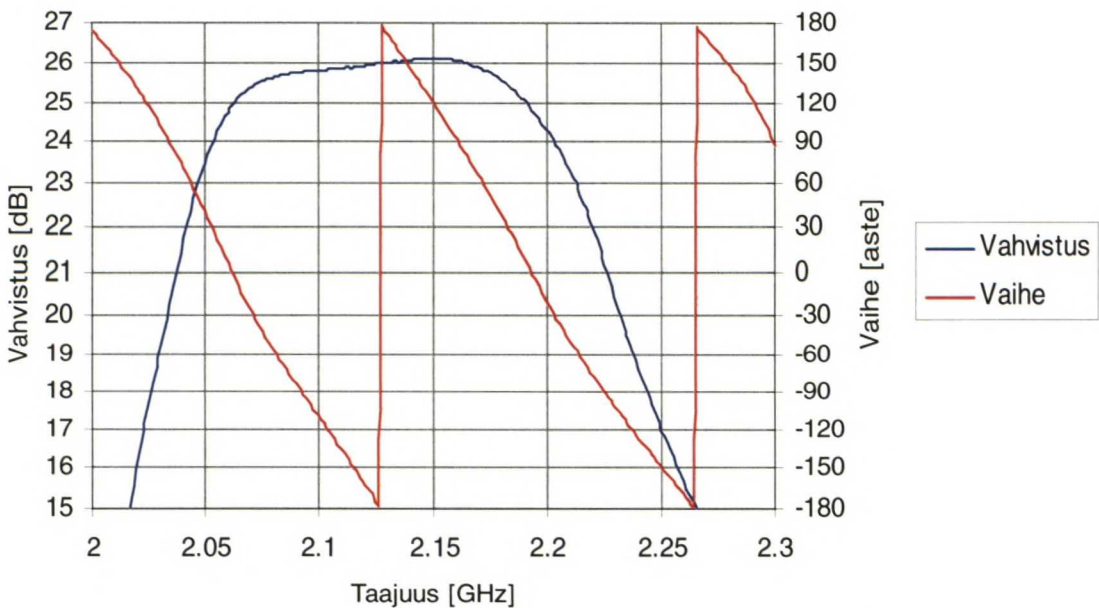
Kuva 3.20: Kaksiasteisen vahvistimen S_{21} -parametrit.

4 TEHDYT LINEAARISUUSMITTAUKSET

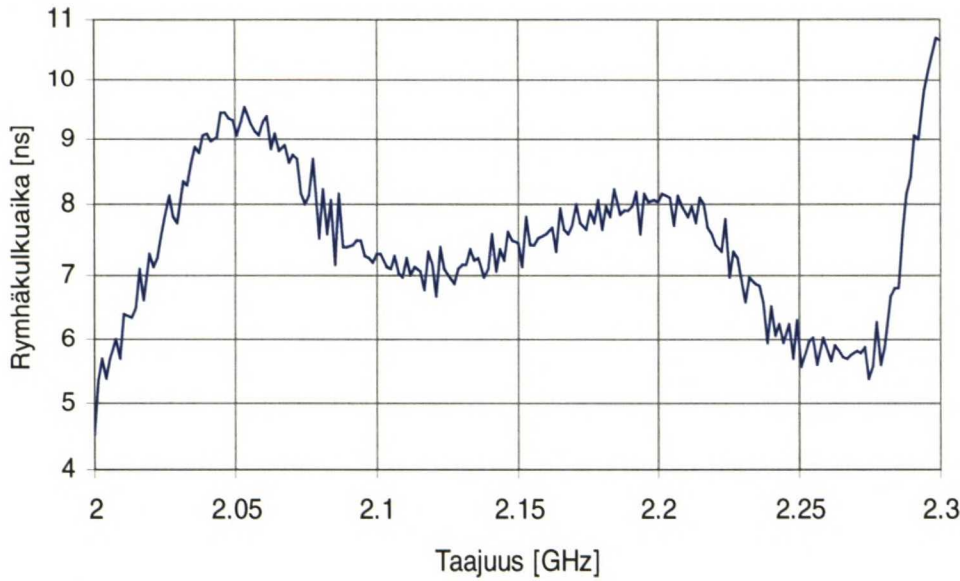
Kaikki lineaarisuusmittaukset on tehty kolmiasteiselle vahvistimelle, joka koostuu kaksias-
teisesta vahvistimesta ja MRF281Z-transistorista rakennetusta yksiasteisesta vahvistimesta.
Liitteessä 9 on esitetty valokuva tästä näin saadusta kolmiasteisesta vahvistimesta. Yksias-
teista vahvistinta käytettiin kaksiasasteisen vahvistimen ajurina, jotta koko vahvistimelle saa-
tiin suurempi vahvistus. Tämä alentaa testisignaaleilta vaadittua tehotasoa, mikä helpottaa
mittausten suorittamista. Jos ei erikseen ole mainittu, niin transistorit on mittauksissa esijän-
nitetty valmistajan suosittelemiin toimintapisteisiin (MRF281Z $I_{d_q}= 25$ mA ja MRF282Z
 $I_{d_q}= 75$ mA).

4.1 Lineaarinen säröytyminen

Vahvistimen lineaarisen säröytymisen määrittämiseksi mitattiin vahvistimen S_{21} piensignaaliolosuhteissa halutulla vahvistuskaistalla. Mittauksessa käytettiin liitteessä 2 esitettyä mitta-
uskytkentää sillä tavoin muutettuna, että testisignaalin tehoksi vaihdettiin -10 dBm. Tällä
muutoksella haluttiin varmistua siitä, että toimitaan yhä piensignaaliolosuhteissa, vaikka
vahvistimeen on lisätty yksi vahvistusaste. Kuvassa 4.1 on esitetty mitattu vahvistus ja vai-
he. Kuvassa 4.2 S_{21} :stä on laskettu vahvistimen ryhmäkulkuaika. Kuvista nähdään vahvis-
tuksen vaihtelevan alle $0,3$ dB ja ryhmäkulkuaian alle 1 ns halutun vahvistuskaistan alueella.
Tämän perusteella voidaan todeta lineaarisen särön olevan vahvistimessa vähäistä ainakin
piensignaaliolosuhteissa.



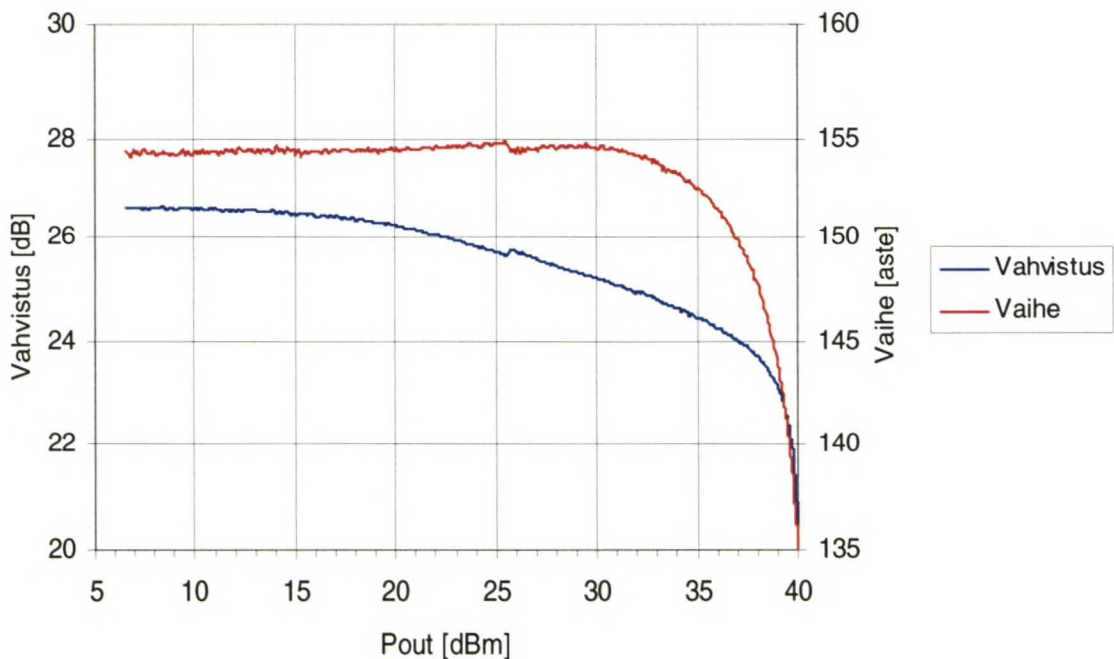
Kuva 4.1: Vahvistimen vahvistus ja vaihe piensignaaliolosuhteissa mitattuna.



Kuva 4.2: Vahvistimen piensignaaliolosuhteissa mitattu ryhmäkulkuaika.

4.2 AM-AM- ja AM-PM-epälineaarisuus

AM-AM- ja AM-PM-mittaukset ovat yleisesti käytettyjä lineaarisuusmittauksia, koska itse mittaaminen on helppo toteuttaa ja mittaustuloksista saa hyvän yleiskuvan vahvistimen toiminnasta. Lisäksi mittaustuloksista on tarvittaessa helppo myöhemmin käyttää systeemisimuloinneissa. Kuvassa 4.3 esitetyt AM-AM- ja AM-PM-mittaukset tehtiin käyttämällä vektoripii-analysaattorin tehopyyhkäisyominaisuutta. Käytetty mittauskytkentä on esitetty liitteessä 6.



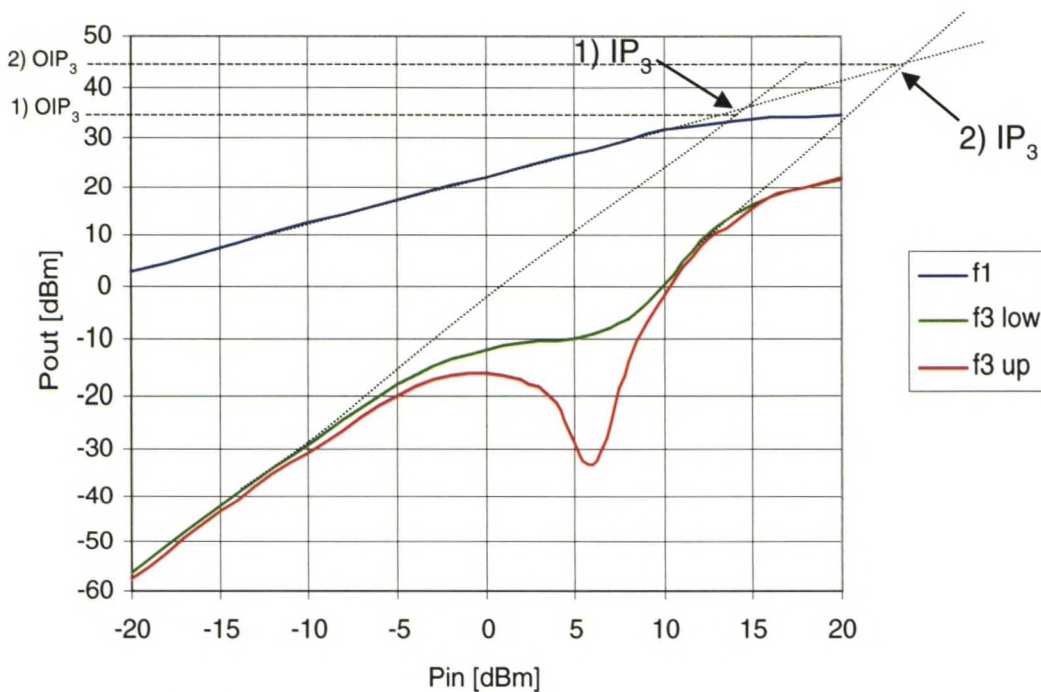
Kuva 4.3: Vahvistimelle mitattu AM-AM- ja AM-PM-käyttäytyminen.

Kuvan 4.3 käyrissä esiintyvät mittaustavasta aiheutuvat epäjatkuvuudet kohdassa 26 dBm. Epäjatkuvuudet johtuvat siitä, että liitteessä 6 kerrotuista syistä johtuen mittaaminen jouduttiin suorittamaan kahdessa osassa, jolloin transistorien lämpötilat eivät olleet samat ensimmäisen

mittauksen lopussa ja toisen alussa. Vahvistus käyttäytyy kuvan 3.2 ennustamalla tavalla eli alkaa pienentyä jo pieniltä tehotasoilta lähtien. Vahvistuskäyrää tutkittaessa on kuitenkin syytä muistaa, että käyrän muoto riippuu voimakkaasti eri asteissa käytetyistä toimintapisteistä. Ulostuloteho saturoituu noin 39 dBm:n kohdalla ja vaihe säilyy suhteellisen vakiona 35 dBm:n ulostulotehoon asti.

4.3 Kaksitaajuustesti

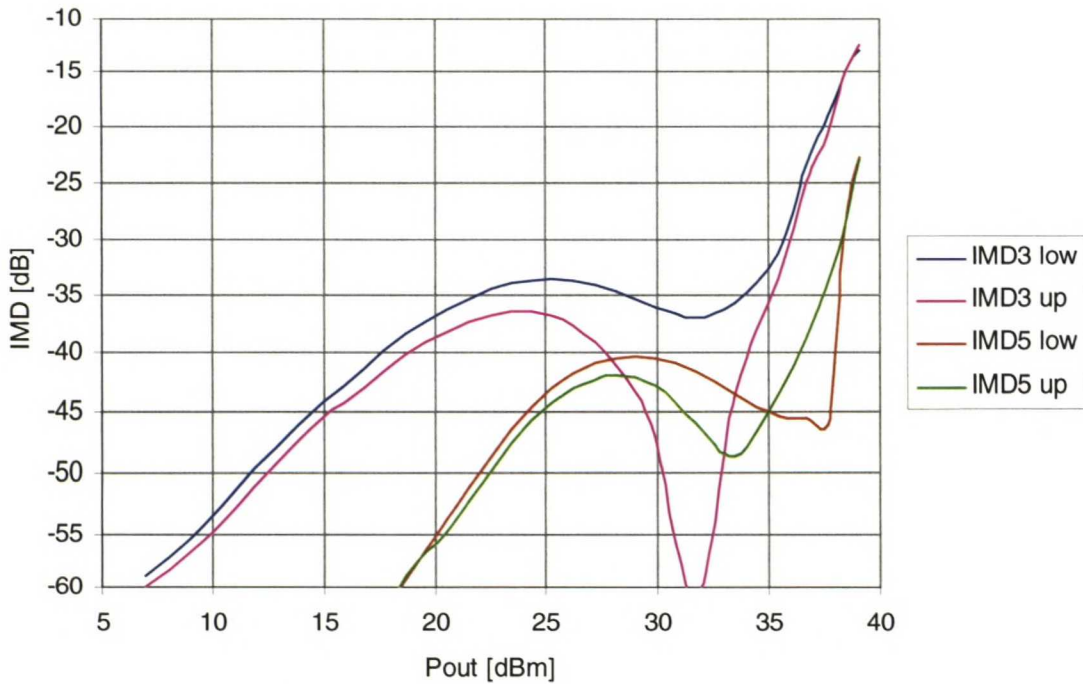
Kaksitaajuustestiä käyttäen on mitattu vahvistimelle IP_3 ja IMD-tulokset. Kaksitaajuustestissä on käytetty liitteen 7 mukaista mittauskytkentää, jossa perustaajusten signaalien taajuuksuudet ovat 2,14 ja 2,141 GHz. Kuvaan 4.4 on piirretty toinen perustaajuisista signaaleista (f_1) ja kolmannen kertaluvun särökomponentit (f_3 low ja f_3 up). Kuvassa on vaaka-akselina toisen perustaajuisen signaalin sisäänmenoteho (perustaajusten signaalien sisäänmenotehot ovat samat).



Kuva 4.4: Vahvistimen kolmannen kertaluvun särötulokset ja niistä määritetty IP_3 .

Kuvassa 4.4 on mittauksen perusteella määritetty vahvistimelle IP_3 . Itse asiassa IP_3 -pisteitä on merkitty kuvaan kaksi. Määritelmän mukaan IP_3 määritetään piensignaali vahvistuksen perusteella, jolloin IP_3 :ksi saadaan $OIP_3 = 35$ dBm (kuvassa 1) IP_3). Särökomponentit eivät kuitenkaan AB-luokan vahvistimessa kasva suoraviivaisesti, kuten A-luokan vahvistimelle johdettu kaava (2.11) ennustaa. Toinen IP_3 -piste on kuvassa määritetty suuremmilla sisään-tulotehoilla ilmenevien särötulosten perusteella. Tämän OIP_3 :n arvoksi on saatu 45 dBm (kuvassa 2) IP_3). Jälkimmäinen IP_3 on 10 dB suurempi kuin ensimmäinen ja kuvaa hieman totuudenmukaisemmin vahvistimen lineaarisuutta sillä tehoalueella, jolla sitä käytetäänkin. IP_3 on täysin teoreettinen arvo. Käytännön hyötyä siitä saadaan, jos sen perusteella voidaan arvioida back-offin vaikutusta vahvistimen lineaarisuuteen. Kuten kuvasta 4.4 nähdään ennustaa 2) IP_3 :n kautta piirretty suora paremmin kolmannen kertaluvun särötuloksia suurilla tehotasolla paremmin kuin oikean määritelmän mukainen IP_3 . Kuvasta käy myös ilmi, että yleisesti ottaen IP_3 ei enää ole hyvä lineaarisuuden mitta, kun käsitellään AB-luokassa toimivaa vahvistinta. Ongelmana IP_3 :n käytössä on se, ettei se mitenkään huomioi tehoaluetta,

jolla särökomponentit eivät kasva. Kuvan 3.17 simulointien perusteella päädyttäisiin samaan noin 35 dBm:n IP_3 -arvoon, mikä saatiin mittaustuloksista IP_3 :n perinteisellä määritelmällä. Tästä käy myös ilmi lineaarisuussimuloinneissa ollut ongelma. Simuloinnit eivät onnistuneet mallintamaan AB-luokassa ilmenevää tasaista aluetta särötuloksissa. Kaiken kaikkiaan parempi tapa esittää kaksitaajuustestissä saadut tulokset, on piirtää niistä IMD-kuvaaja. Tällä tavoin särökomponenttien tasot nähdään helposti kaikilla ulostulosignaalin tehotasoilla. Mittaustulokset on esitetty tällaisena IMD-kuvaajana kuvassa 4.5. Kuvassa on molemmat kolmannen ja viidennen kertaluvun särötulokset.



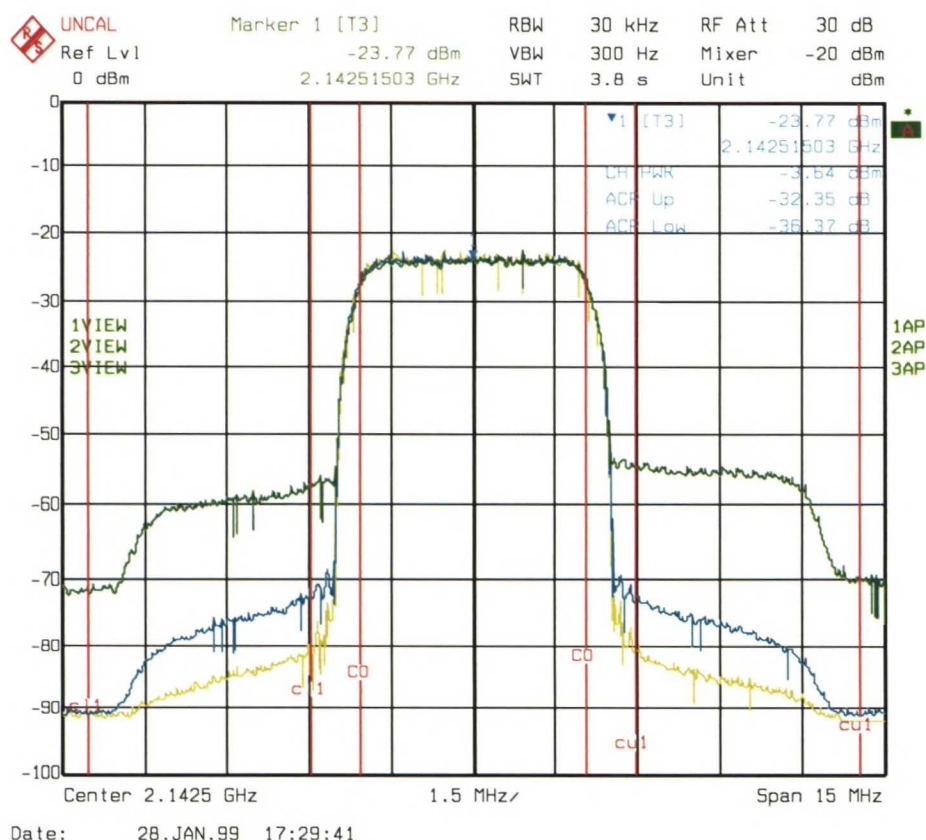
Kuva 4.5: Kaksitaajuustestin tulokset esitettynä IMD-käyrinä.

Kuvasta nähdään, että IMD-tulokset pysyvät 30 dB perustaajuisten signaalien alapuolella aina 36 dBm:n ulostulotehoon asti. LDMOS-transistoreille tyypillinen tasainen alue päättyy noin 35 dBm:n tehon kohdalla, minkä jälkeen särötulokset nousevat nopeasti. Näin ollen hyvää lineaarisuutta vaativissa sovelluksissa vahvistinta kannattaa käyttää tätä pienemmillä tehotasoilla. Asia ei kuitenkaan ole näin yksinkertainen suuren huippukertoimen omaavien signaalien tapauksessa, koska tällöin on syytä maksimitehon sijaan huomioida tehon todennäköisyysjakauma. Jos lähellä huippukertoimen osoittamaa maksimitehoa olevan hetkellisen signaalin esiintymistodennäköisyys on hyvin pieni, on tällöin myös aiheutuneen ylimääräisen särön vaikutus järjestelmän suorituskykyyn vähäinen. Missään tapauksessa vahvistimessa ei kannata käyttää back-offia enempää, kuin on välttämätöntä tarvittavan lineaarisuuden saavuttamiseksi. Loppujen lopuksi se kuinka paljon vahvistimesta tehoa otetaan on kompromissi hyötysuhteen ja lineaarisuuden välillä. Mitattu IMD-suorituskyky on jonkin verran huonompi kuin mihin transistorin valmistajan datasivuillaan antamien tietojen perusteella olisi mahdollista päästä. Suurin syy tähän lienevät transistorien toimintapisteet, koska LDMOS-transistorien lineaarisuus riippuu valitusta toimintapistestä. Selkein ero mitattujen ja valmistajan ilmoittamien IMD-käyrien välillä on se, että itse mitattujen käyrien lopullinen särökomponenttien nousu alkaa hieman aiemmin. Tämä johtuu siitä, ettei suunnitellun vahvistimen ulostulotehoa ole täysin optimoitu, jolloin vahvistimen lopullinen kompressoituminen alkaa myös hieman aiemmin. Eräs kiinnostava piirre kuvassa 4.5 on ylemmässä kolmannen kertaluvun särökomponentissa (IMD3 up) tehoalueella 27 – 34 dBm oleva kuoppa.

Jokainen särökomponentti syntyy useasta osasta. Nämä eri särömekanismeista aiheutuneet osat summautuvat yhteen. Kuoppa särökomponenttiin syntyy silloin, kun eri osat summautuvat vastakkaisissa vaiheissa. Vastakkaisvaiheisten signaalien kumoutumista hyödynnetään monissa linearisointimenetelmissä, mutta perusvahvistimen tapauksessa ilmiötä voidaan hyödyntää lähinnä ainoastaan valitsemalla kokeilemalla sellaiset toimintapisteet ja sovituspiirit, joilla kaikki IMD-tulokset ovat mahdollisimman alhaalla.

4.4 Viereisen kanavan tehosuhte (ACPR)

ACPR-mittaus on tärkeä lineaarisuuden mitta, koska sen avulla saadaan selville vahvistimen epälineaarisuuden vaikutukset juuri käytetylle signaalityypille. Tästä syystä muun muassa WCDMA-järjestelmän lineaarisuusvaatimukset määritetään juuri ACPR-arvoina. ACPR:n käyttöön liittyy kuitenkin myös omat ongelmansa. Kun asetetaan ACPR-vaatimukseksi tietty desibelimäärä, täytyy myös määritellä hyvin tarkasti se, miten mittaus tehdään. Kuvassa 4.6 esitetyssä spektrianalysaattorin näytössä näkyvät taajuusalueet, joiden yli toisiinsa verrattavien kanavien tehot mitataan.

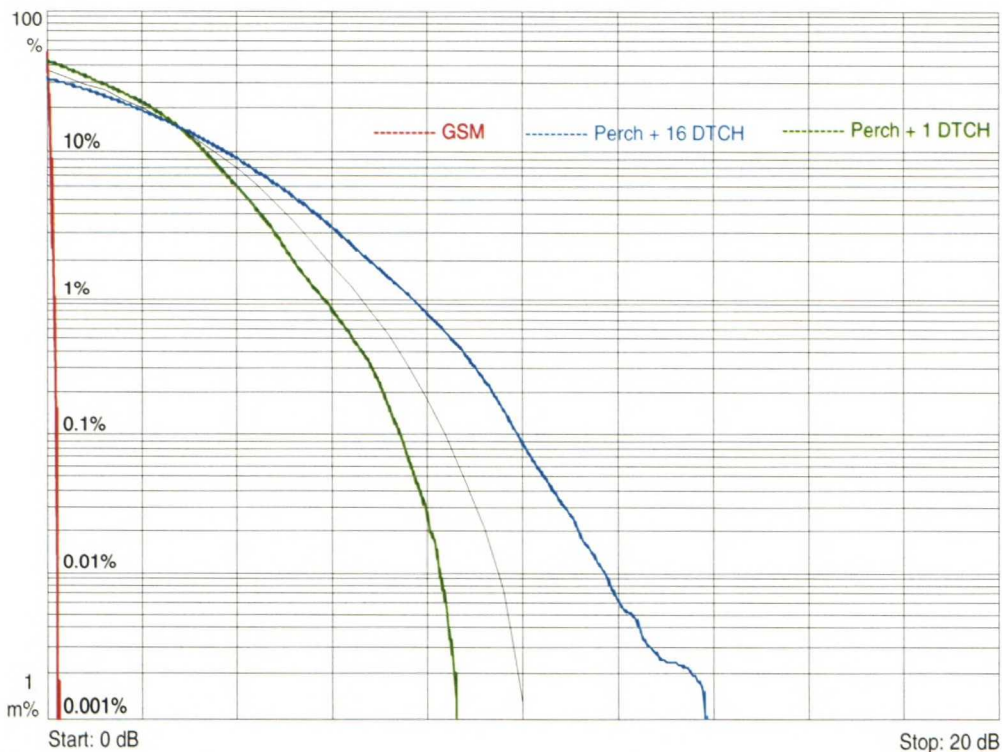


Kuva 4.6: ACPR-mittauksen tulos spektrianalysaattorin näytöllä.

Esimerkkikuvassa 4.6 olevat mitatut signaalit ovat signaaligeneraattorin tuottama WCDMA-signaali (keltainen käyrä), sama WCDMA-signaali vahvistettuna mittauksissa käytetyllä esivahvistimella (sininen käyrä) ja sekä esivahvistimella että tehovahvistimella vahvistettu WCDMA-signaali (vihreä käyrä). Näitä käyriä vastaavat ACPR-arvot ovat generaattorilla 62 dB, esivahvistimella 53 dB (ulostuloteholla 20 dBm) ja tehovahvistimen alemmalla kanavalla 36 dB ja ylemmällä kanavalla 32 dB (ulostuloteholla 26 dBm). ACPR-mittauksessa teho yhden kanavan alueella saadaan integroimalla spektritehotiheyttä yli WCDMA-signaalin kaistanleveyden, joka on 4,096 MHz. Nämä eri kanavien taajuusalueet on merkitty

kuvaan 4.6 punaisilla pystyviivoilla, joista c11 on alempi viereinen kanava, c1 on ylempi viereinen kanava ja C0 on varsinainen signaalikanava. Koska eri kanavat on sijoitettu 5 MHz:n välein, mutta signaalien neliöjuurikohokosinisuodattimella suodatetut 3 dB:n kais-tanleveydet ovat ainoastaan 4,096 MHz, jää eri kanavien väliin kuvassakin näkyvät suoja-alueet, joilta tehoa ei mitata.

Mittaustavasta ei ole vielä päästy täyteen yksimielisyyteen. Ennen kuin mittaustapa on lopullisesti päätetty ei ole mielekästä lyödä lukkoon tarkkoja ACPR-vaatimusten desibelimää-riäkään, koska saadut mittaustulokset riippuvat käytetystä mittaustavasta. Mittauksessa käytettävästä signaalista pitää muun muassa päättää kuinka monta liikennekanavaa on aktii-visena lähetettävässä testisignaali, millaiset ovat niiden keskinäiset tehosuhteet ja millai-sia hajotuskoodeja signaalin hajottamiseen käytetään. WCDMA-signaalin huippukerroin ja tehojakauma riippuu näistä molemmista. Koska vaatimuksista päättävä G3PP-standardointielin ei ole vielä lopullisesti mittaustapaa päättänyt, on tässä työssä ACPR-mittaukset tehty käyttäen kahta erilaista WCDMA-testisignaalia. Molemmissa tapauksissa testisignaali muodostetaan HP:n signaaligeneraattorilla, jossa on WCDMA-optio. Gene-raattori muodostaa testisignaalin perch-kanavasta ja halutusta määrästä liikennekanavia. Perch-kanavaa käytetään tukiaseman ja puhelimen välisessä synkronoinnissa ja lisäksi siinä kulkee yhteyden hallintaan liittyvää signaalointitietoa. Näin ollen sen lähettäminen on aina välttämätöntä. Liikennekanavissa puolestaan siirtyy varsinainen lähetettävä data. Ensimmäi-nen testisignaali muodostuu perch-kanavasta ja yhdestä liikennekanavasta. Toisessa tapauk-sessa on perch-kanavan lisäksi käytössä 16 liikennekanavaa. Näiden käytettyjen testisignaa-lien tehojakaumat ajan suhteen on mitattu HP:n vektorisignaalianalysaattorilla ja tulokset on esitetty kuvassa 4.7. Mittauksessa on käytetty liitteessä 8 esitettyä mittauskysyntä.

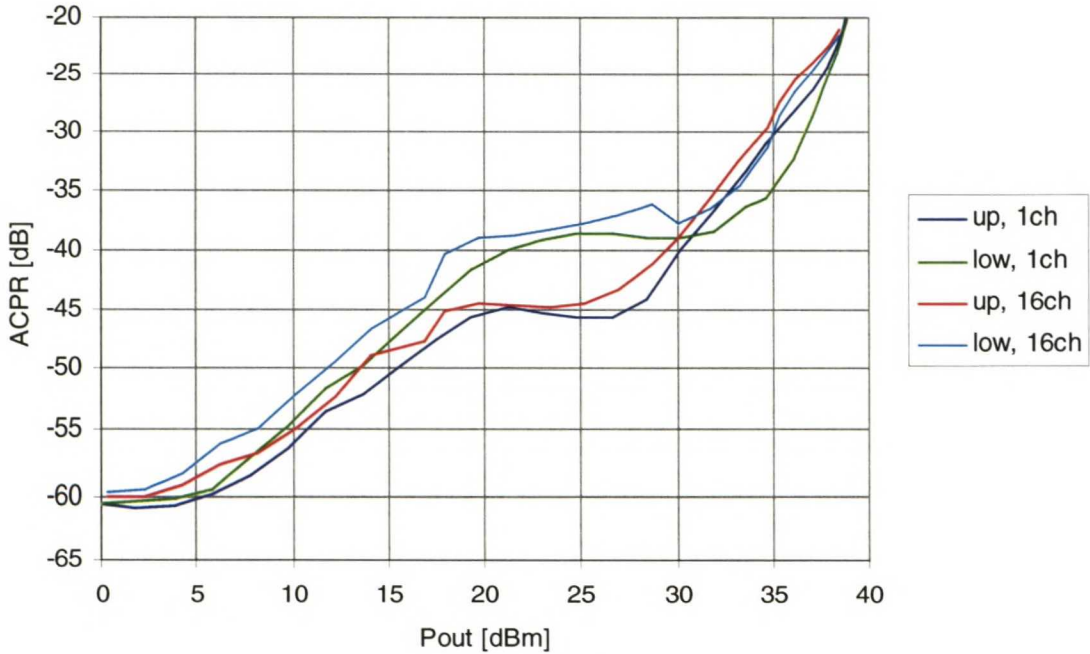


Kuva 4.7: ACPR-mittauksessa käytettyjen signaalien tehojakaumat.

Kuvasta 4.7 nähdään liikennekanavien määrän vaikutus signaalin huippukertoimeen. Jos signaalin maksimi arvoksi otetaan teho, joka ylitetään enää 0,001 %:n todennäköisyydellä, saadaan kuvasta yhden liikennekanavan tapauksessa huippukertoimeksi noin 8,5 dB ja 16:n liikennekanavan tapauksessa noin 13,8 dB. 16:n liikennekanavan käyrässä on pienillä to-

dennäköisyyksillä odottamaton porras. Tämä porras johtuu joko liian pienestä näytemäärästä tai signaaligeneraattorista. Kun käsitellään pieniä todennäköisyyksiä, täytyy käytössä olevan näytemäärän olla huomattavan suuri, jotteivät yksittäiset näytteet enää vaikuta todennäköisyysjakaumaan. Toinen mahdollinen virhe lähde mittauksessa on käytetyn generaattorin tapa tuottaa WCDMA-signaalia. Generaattorilla on muistissaan tietty määrä dataa, jota vastaavan WCDMA-lähetteen se laskee. Tätä äärellisen pituista lähetettä generaattori toistaa uudestaan ja uudestaan. Jos kerrattava lähete on liian lyhyt, se ei välttämättä sisällä harvoin ilmeneviä tehotasoja niiden oikeissa suhteissa. Tällöin seurauksena voisi olla kuvassa näkyvän kaltaista epämääräisyyttä pienillä todennäköisyyksillä. Kuvaan merkitty käytettyjen testisignaalien lisäksi myös GSM-signaalin ja valkoisen kohinan tehojakauma. Kuten jo aiemmin kerrotun perusteella oli odotettavissakin, on GSM-signaalin huippukerroin hyvin pieni noin 0,3 dB, mikä osoittaa signaalin olevan vakioverhokäyräinen. Kuvassa mustalla näkyvä käyrä kuvaa valkoisen kohinan tehojakaumaa.

Itse mittauksista on kaksi erilaista ehdotusta. Ensimmäisen ehdotuksen mukaan keskenään verrattavien eri kanavien tehot mitataan signaaleista, jotka ovat menneet ideaalisten 4,096 MHz:n levyisten kaistanpäästösuodattimien läpi. Toisessa ehdotuksessa ACPR-arvot mitataan signaaleista, jotka ovat kulkeneet vastaanottimen kaistanpäästösuodattimien läpi. Koska vastaanottimen neliöjuurikohokosinisuodatin ei ole yhtä jyrkkä kuin ideaalinen laatikkosuodatin, saadaan jälkimmäisellä tavalla hieman huonompia ACPR-tuloksia. Ero eri mitaustapojen välillä on kuitenkin melko pieni eli noin 1 dB:n luokkaa [5]. Kun ACPR-arvoja mitataan spektrianalysaattorilla, vastaavat tulokset kutakuinkin ensimmäistä mittaussarjastusta. Tämä johtuu kapeasta resoluutiokaistanleveydestä. Spektrianalysaattorin resoluutiokaistanleveys kannattaa pitää pienenä (0,5 – 5 % signaalin kaistanleveydestä [24]), ettei signaalin mitattu spektri leviä mittauksen takia. Kuvassa 4.8 on esitetty vahvistimelle spektrianalysaattorilla mitatut ACPR-käyrät. Mittaus on tehty liitteessä 8 kuvatulla tavalla.



Kuva 4.8: ACPR-mittauksen tulokset yhden ja 16:n liikennekanavan tapauksessa.

Liikennekanavien lisäämisestä aiheutuva huippukertoimen kasvu tasaantuu, kun kanavia on enemmän kuin seitsemän. Tämä tietysti edellyttää, sitä ettei huippukertoimella tarkoiteta kaavan (2.4) osoittamaa absoluuttista maksimitheoa, vaan huippukertoimessa tyydytään jo-

honkin käytännön kannalta mielekkääseen todennäköisyyteen. Riittävä liikennekanavien määrä vahvistinmittauksiin on jotain seitsemän ja 15:n välillä [21]. Toisessa testisignaalisissa olleet 16 liikennekanavaa on tämän perusteella täysin riittävä määrä. Mittauksessa käytettyjä hajotuskoodeja ei muutettu generaattorin oletusasetuksista, koska vielä ei ole saatavissa tietoa siitä, miten ne pitäisi asettaa. Mittaustulosten kannalta merkittävää on myös eri liikennekanavien offsettien asettaminen. Jokaisessa kanavassa lähetetään aina 625 μ s:n välein pilotisignaali, joka on identtinen kaikille kanaville. Jos useat kanavat lähettävät pilotisignaalin samanaikaisesti syntyy korkea tehopiikki. Tämän estämiseksi voidaan käyttää eri liikennekanaville erilaisia dataoffsetteja, jotka määrittelevät kullekin yksilöllisen viiveen. Näin pilotisignaaleista aiheutunut huippukertoimen kasvu saadaan eliminoidua [25]. Tehdyssä ACPR-mittauksessa tällaisia dataoffsetteja ei käytetty.

Vaikkei G3PP:ssä WCDMA-järjestelmän tarkkoja lopullisia ACPR-vaatimuksia vielä olekaan päätetty, ovat vaatimusten suuruusluokat jo yleisesti tiedossa. Näillä näkymin viereiselle kanavalle asetettu ACPR-vaatimus on 45 dB ja viereistä seuraavalle kanavalle 55 dB. Viereisen kanavan vaatimuksen tiukentamista 50 dB:iin on ehdotettu. Paineita tiukempiin vaatimuksiin eivät aiheuta niinkään WCDMA-järjestelmän suorituskykyvaatimukset, vaan WCDMA-järjestelmän viereisillä taajuuksilla toimivien radiojärjestelmien häiriövaatimukset. Lääkkeeksi tähän ongelmaan on ehdotettu WCDMA-järjestelmän reunimmaisten kanavien jättämistä tyhjäksi tai jyrkkiä suodattimia WCDMA-kaistan reunoille. Molemmissa vaihtoehdoissa on huonot puolensa. Koska esimerkiksi Suomessa WCDMA-toimiluvan saa neljä matkapuhelinoperaattoria, jää yhdelle operaattorille käyttöönsä kolme vierekkäistä taajuuskanavaa. Jos reunimmaiset taajuuskanavat jätetään käyttämättä, jäisi kahdelle operaattorille käyttöönsä vain kaksi taajuuskanavaa. Tähän kyseiset operaattorit olisivat tuskin tyytyväisiä. Toisena vaihtoehtona esitetyt suodattimet ovat teknisesti vaikeita toteuttaa, joutuessa suuresta tehotasosta ja vaaditusta jyrkkyydestä. Paras ratkaisu ongelmaan olisi, jos pystyttäisiin tekemään itse tehovahvistimet niin lineaarisiksi, että ACPR-vaatimukset täyttyisivät. Kuvan 4.8 perustella on helppo todeta, ettei vaatimuksiin enää päästä, kun ulostuloteho ylittää 15 dBm. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että jonkinlaisen linearisointimenetelmän käyttö on välttämätöntä, koska näin suuren back-offin (noin 25 dB) käyttö ei ole mielekäästä. Itse asiassa tällaisen back-offin käyttö ei olisi edes mahdollista, koska haluamme 10 W:n ulostulotehon tuottamiseen vaadittaisiin tällöin yli 3000 W:n transistori. Tällaisia puolijohdetransistoreita ei ole olemassa, joten toteutuksessa jouduttaisiin käyttämään perinteistä putkitekniikkaa.

5 AKTIIVINEN TOIMINTAPISTEEN SÄÄTÖ

5.1 Tehovahvistimen lineaarisuuden parantaminen

Linearisointimenetelmillä tarkoitetaan keinoja parantaa tehovahvistimen lineaarisuutta. Edellisessä kappaleessa esitetyistä mittaustuloksista kävi selvästi ilmi, että WCDMA-järjestelmässä tukiaseman tehovahvistimen lineaarisuutta on välttämätöntä parantaa jollain tavalla. WCDMA-järjestelmässä tehovahvistimen linearisointia vaikeuttaa signaalin laajakaistaisuus. Alle 5 MHz:n kaistanleveys ei ole tehovahvistimen kannalta suuri. Kun WCDMA:n käyttöön on varattu tukiaseman lähetyssuunnassa 2,11 GHz – 2,17 GHz taajuusalue, on tämä 60 MHz:n kaistakin vain noin 3%:n levyinen. Ongelmaksi tehovahvistimen toteuttamisessa ei muodostukaan laajakaistaisuus tehovahvistimen kannalta vaan laajakaistaisuus tarvittavan linearisointijärjestelyn kannalta.

Yleisesti ottaen linearisointimenetelmät huonontavat vahvistimen hyötysuhdetta, lisäävät vahvistimen monimutkaisuutta ja hintaa. Tästä syystä niitä ei käytetä, ellei käyttö ole aivan välttämätöntä. Joissain tapauksissa linearisoinnilla voidaan myös parantaa vahvistimen hyötysuhdetta. Tämä perustuu ajatukseen, että muutetaan vahvistimen toimintapistettä siten, että tehovahvistimen lineaarisuus huononee ja hyötysuhde paranee. Huonontunut lineaarisuus kompensoidaan linearisointijärjestelyllä. Yleisimpiä linearisointimenetelmiä on alan kirjallisuudessa tutkittu paljon ja niistä on myös tehty Nokialla useita opinnäytteitä. Tästä syystä niitä tässä diplomityössä käsitellään erittäin lyhyesti ja lähinnä pohditaan niiden mahdollista soveltuvuutta WCDMA-käyttöön.

Kaikkein suoraviivaisin ja pisimpään käytössä ollut tapa parantaa vahvistimen lineaarisuutta on käyttää vahvistinta maksimiantotehoaan pienemmillä tehotasoilla. Tätä kutsutaan back-off -menetelmäksi. Menetelmän huono puoli on, että vahvistimen hyötysuhde huononee nopeasti, kun back-offia lisätään. Kun pyritään tekemään lineaarinen tehovahvistin joudutaan back-offia käyttämään aina jonkun verran. WCDMA-signaalin tapauksessa back-offia aiheutuu jo signaalin vaihtuvaverhokäyräisyydestäkin. Vanhimmat varsinaiset linearisointimenetelmät perustuvat negatiiviseen takaisinkytkentään. Negatiivinen takaisinkytkentä sellaisenaan toimii hyvin ja on paljon käytetty audiotaajuuksilla, mutta mikroaaltotaajuuksilla sen käyttö on selvästi ongelmallisempaa. Suurimmat ongelmat ovat kytkennän stabiilisuus ja vahvistimen vahvistuksen väheneminen. Negatiivisesta takaisinkytkennästä on kehitetty lukuisia erilaisia muunnelmia, jotka soveltuvat perusmuotoa paremmin linearisointiin suurilla taajuuksilla. Tällaisia ovat muun muassa karteeminen takaisinkytkentä [26], aktiivinen takaisinkytkentä [27] ja selektiivinen takaisinkytkentä [28]. WCDMA-signaalin suuri kaistanleveys on kuitenkin perustavaa laatua oleva ongelma kaikille negatiiviseen takaisinkytkentään perustuville linearisointimenetelmille. Näin ollen negatiivinen takaisinkytkentä ei ole hyvä keino WCDMA-tehovahvistimen lineaarisointiin.

Tällä hetkellä parhaisiin linearisointituloksiin päästään feedforward-menetelmällä. Menetelmä on analoginen ja siinä vahvistimen ulostuloon summataan vastakkaisvaiheisena samat särökomponentit kuin tehovahvistin on vahvistettavaan signaaliin aiheuttanut, näin särökomponentit kumoavat toisensa ja jäljelle jää vain vääristymätön signaali. Menetelmän suurimmat ongelmat liittyvät summattavien analogiasignaalien amplitudien ja vaiheiden säätämiseen. Ongelmista huolimatta menetelmällä on päästy käytännössä hyviin tuloksiin. Feedforward on lisäksi laajakaistainen linearisointimenetelmä ja siten se on erittäin varteenotettava vaihtoehto myös WCDMA-käytössä [29]. Toinen tällä hetkellä kovasti kiinnostusta he-

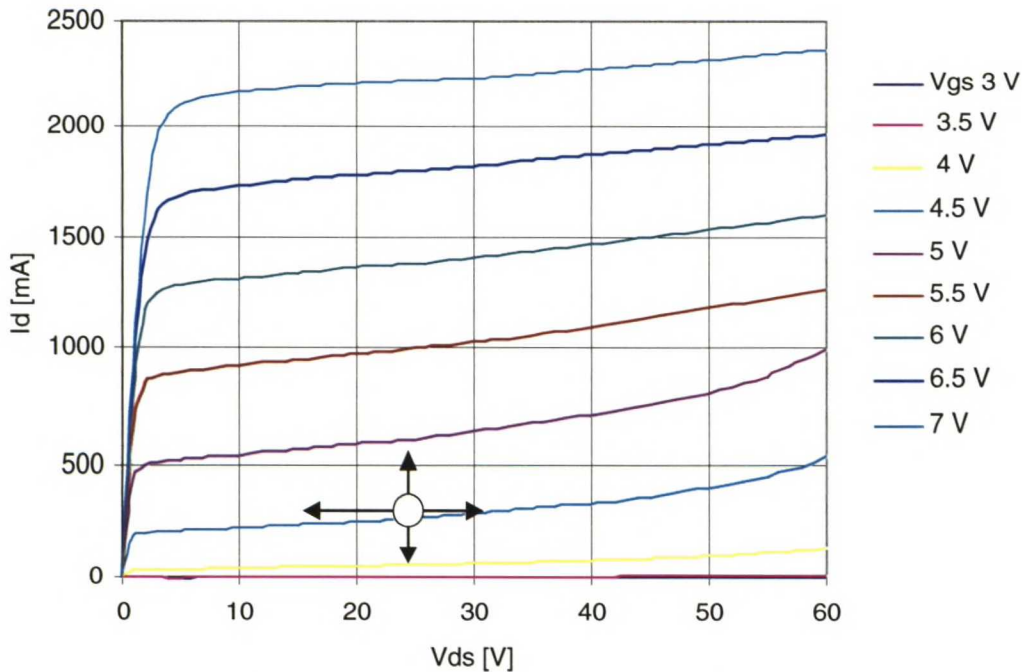
rättävä linearisointimenetelmä on digitaalinen esisäröytys [30]. Menetelmän perusajatus on vääristää kantataajuista signaalia siten, että signaali uudestaan tehovahvistimessa vääristyessään palaa alkuperäisen kaltaiseksi. Myös tämä menetelmä toimii laajakaistaisellakin signaalilla [29] ja on siten kiinnostava WCDMA-järjestelmää ajatellen. Menetelmän etuna on tehovahvistimen hyötysuhde, joka feedforward-menetelmällä on surkea digitaaliseen esisäröytykseen verrattuna. Digitaalisella esisäröytyksellä ei vielä ole käytännössä saavutettu yhtä hyviä tuloksia kuin feedforwardilla. Syy tähän on enemmänkin digitaalikomponenttien kuin itse menetelmän puutteissa. Digitaalitekniikka kuitenkin kehittyy selvästi analogiatekniikkaa nopeammin ja siten myös digitaalisella esisäröytyksellä saavutettavissa oleva suorituskyky paranee hyvää vauhtia. Digitaalikomponentit ovat halpoja ja eivät vaadi käsin tehtävää virittämistä. Digitaalisella menetelmällä vältetään myös ikääntymisen ja olosuhteiden muutosten mukanaan tuomia ongelmia. Digitaalinen menetelmä on joustava. Samaa linearisointipiiriä voidaan käyttää pienillä muutoksilla erilaisille radiojärjestelmille, kun taas feedforward-menetelmää käytettäessä joudutaan suunnittelu eri järjestelmille tekemään pitkälti uudestaan. Koska digitaalisen piirin toimintaa on helppo myöhemmin muuttaa, on myös mahdollista parantaa linearisointimenetelmää jälkikäteen ohjelmistopäivityksellä. Koska digitaalisella toteutuksella voidaan saavuttaa monenlaista etua analogiseen toteutukseen nähden, on luultavaa että myös WCDMA-tehovahvistimen linearisointi tullaan tulevaisuudessa tekemään digitaalisella menetelmällä. Jotta feedforwardilla tai digitaalisella esisäröytyksellä päästäisiin hyviin tuloksiin, täytyy ne toteuttaa adaptiivisesti. Adaptiivisuudella tarkoitetaan, että linearisointijärjestelyä säädetään aktiivisesti linearisoinnin toiminnan aikana.

Erilaisia linearisointimenetelmiä on kirjallisuudessa esitelty lukuisia edellä mainittujen lisäksi. Enimmäkseen ne ovat kuitenkin jonkinlaisia muunnelmia tai yhdistelmiä edellä esitetyistä. Täysin erityyppisiä ratkaisuja ovat LINC (Linear Amplification with Nonlinear Components) ja EER (Envelope Elimination and Restoration) [9]. Nämä menetelmät perustuvat siihen, että epälineaarille tehovahvistimelle järjestetään vahvistettavaksi vakioverhokäyräinen signaali, vaikka alkuperäinen signaali olisikin vaihtuvaverhokäyräinen. Näin tehovahvistimelle asetettavat lineaarisuusvaatimukset laskevat huomattavasti. LINC-menetelmässä hyödynnetään sitä tosiasiaa, että vaihtuvaverhokäyräinen signaali voidaan jakaa kahteen vakioverhokäyräiseen osaan, joiden summa on alkuperäinen signaali. LINC-menetelmässä nämä kaksi vakioverhokäyräistä signaalia vahvistetaan kumpikin omalla tehovahvistimellaan, minkä jälkeen signaalit summataan. EER-menetelmässä signaalista erotetaan toisistaan verhokäyrä- ja vaiheinformaatio. Verhokäyrä ja vaihe vahvistetaan kumpikin omalla vahvistimellaan ja lopuksi ne yhdistetään. Näiden menetelmien etu on se, etteivät ne vaadi paljoakaan lineaarisuutta tehovahvistimelta. Molempien menetelmien käytännön toteutukseen liittyy kuitenkin monia ongelmia ja tästä syystä niitä tuskin tullaan käyttämään WCDMA-järjestelmässä [31].

5.2 Aktiivisen toimintapisteen säädön periaate

Tehovahvistimen kaikki ominaisuudet, muun muassa lineaarisuus, riippuvat siitä, miten vahvistimen eri asteiden transistorit on esijännitetty. Yleensä vahvistinsuunnittelussa transistoreille valitaan kullekin yksi vakio toimintapiste, joka on todettu hyväksi kompromissiksi hyötysuhteen, lineaarisuuden ja maksimilähtötehon suhteen. Toimintapisteen hyvyys tai huonous riippuu vahvistettavan signaalin tehotasosta. Tästä syystä vaihtuvaverhokäyräistä signaalia vahvistavan vahvistimen transistorien toimintapisteen valitseminen on hankalaa. Transistorit eivät voi jatkuvasti toimia optimitoimintapisteessään, jos toimintapisteitä ei muuteta signaalin verhokäyrän mukaisesti. Transistorin toimintapisteen muuttamista vah-

vistettavan signaalin mukaan kutsutaan aktiiviseksi toimintapisteen säädöksi. Tällaista menetelmää tehovahvistimen lineaarisuuden tai hyötysuhteen parantamiseksi on käytetty suhteellisen vähän. Aihetta on käsitelty melko niukasti myös alan kirjallisuudessa. Yksi syy asian vähäiseen tutkimiseen voi olla alalla yleisesti vallitseva uskomus, että mikroaaltovahvistimien käyttöjännitteet ja esijännitteet on syytä pitää mahdollisimman vakaina. Tässä kappaleessa tutkitaan joitain aktiivisen toimintapisteen säädön mahdollisuuksia. Tämän työn puitteissa ei kuitenkaan ole mahdollista rakentaa koelaitteistoja erilaisten ratkaisujen testaamiseksi, vaan joudutaan tyytymään lähinnä pohdiskeluihin eri ratkaisujen mahdollisesta toteutettavuudesta.

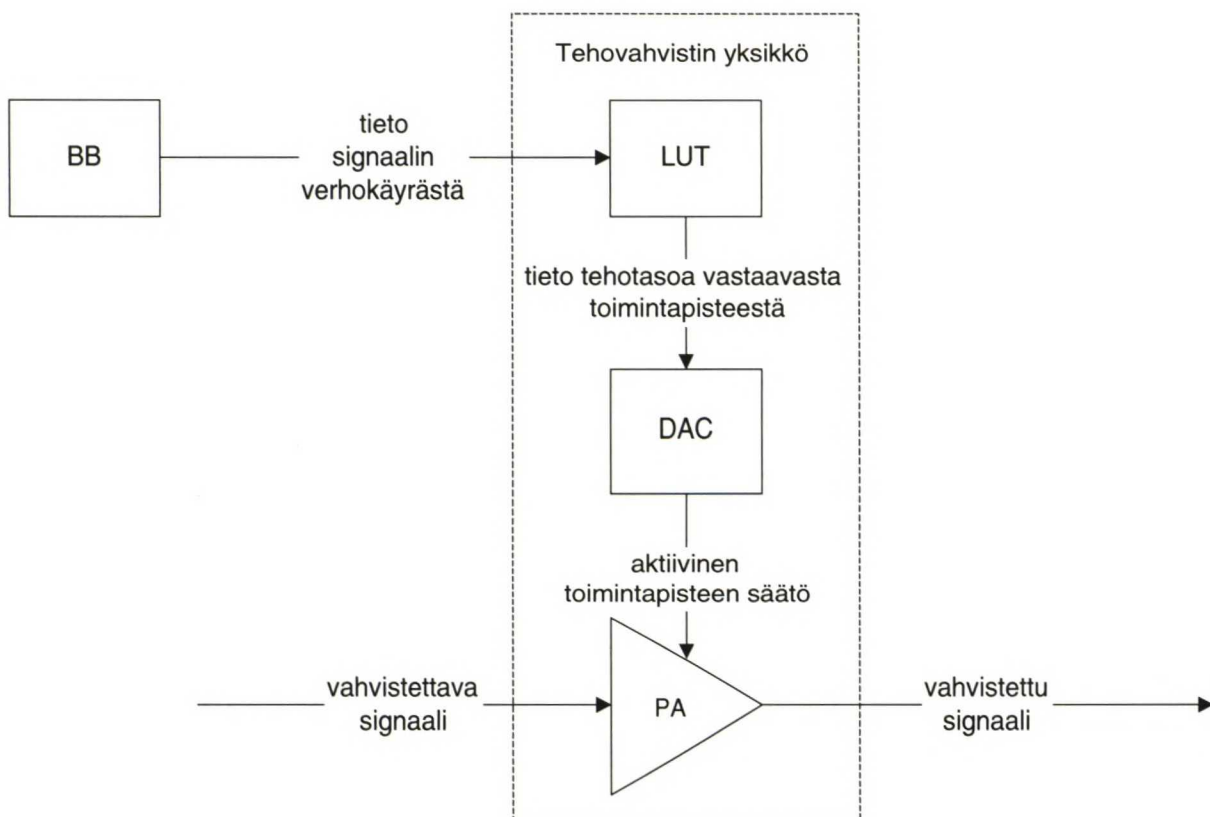


Kuva 5.1: Transistorin toimintapisteen säätömahdollisuudet.

Transistorin toimintapistettä voidaan siirtää transistorin ominaiskäyrästöllä kuvan 5.1 osoittamalla tavalla vaaka- ja pystysuunnassa. Siirtyminen vaakasuunnassa tarkoittaa nielujännitteen muuttamista ja siirtyminen pystysuunnassa hilajännitteen muuttamista. Nielulla olevaa käyttöjännitettä muuttamalla on mahdollista parantaa selvästi vahvistimen hyötysuhdetta [32]. Tämä perustuu siihen tosiasiaan, että signaalin tehotason ollessa pieni riittää nielulla pienempi käyttöjännite vahvistamaan signaalin kuin se käyttöjännite, mitä vaaditaan maksimitehoisen signaalin vahvistamiseen. Kun nielun käyttöjännitettä pienennetään, pienenevät myös häviöt, jolloin hyötysuhde paranee. Nielun aktiivista esijännitystä ei kuitenkaan tässä työssä tutkita enempää, vaan keskitytään hilan esijännitykseen, joka on käytännössä helpompi toteuttaa. Syy tähän on se, että LDMOS-transistorin hila on signaalitaajuuksilla korkeaimpedanssinen toisin kuin nielu. Näin ollen onkin helpompi ohjata tarkasti ja nopeasti sellaista jännitelähdettä, josta otetaan virtaa vain muutama μA (hilan vuotovirta), kuin sellaista jännitelähdettä, josta virtaa voidaan ottaa useita ampeereita (nieluvirta). Vahvistimen hyötysuhdetta voidaan parantaa myös hilan aktiivisella esijännittämisellä, koska siirtymällä kuvassa 5.1 pystysuunnassa vaikutetaan suoraan vahvistimen toimintaluokkaan. Riippuu signaalin tasosta, kuinka korkealla toimintapisteen pitää olla, että transistori toimii vielä A-luokassa. Kun toimintapistettä siirretään alaspäin, siirrytään samalla yhä syvemmälle AB-luokkaan kunnes lopulta I_{dQ} :n ollessa nolla saavutetaan B-toimintaluokka. AB-luokan vahvistimella toimintapiste liikkuu signaalin tehotason mukaan pystysuunnassa ilman aktiivista toimintapisteen säätöäkin. Tämä johtuu siitä, että AB-luokassa vahvistettavan aaltomuodon

alaosa leikkautuu, jolloin hilajännitteen tasavirtakomponentti nousee automaattisesti. Hilan aktiivisella esijännityksellä tätä ilmiötä voidaan halutessa joko kumota tai vahvistaa.

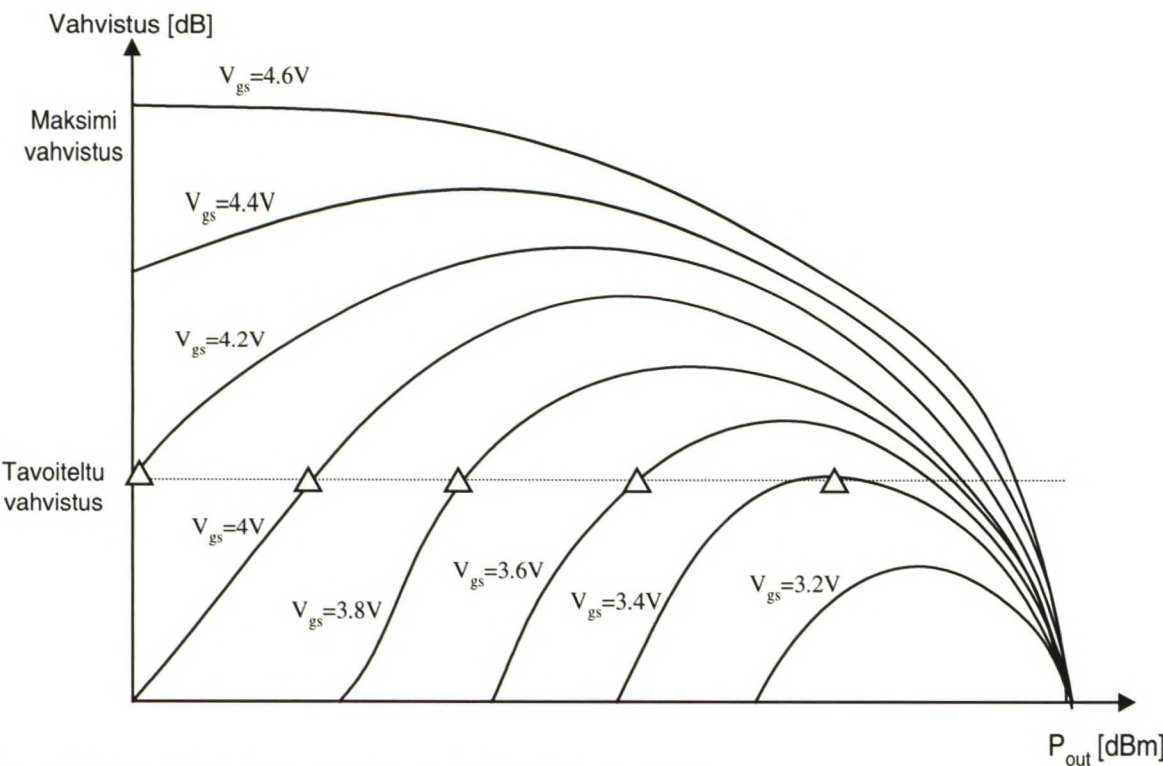
Eräs mahdollisuus aktiivisen toimintapisteen säädön toteuttamiseksi on esitetty kuvassa 5.2 [33]. Tässä toteutuksessa toimintapisteen säätö suoritetaan digitaalisesti. Tukiaseman kantataajuuspuolelta (BB) tuodaan arvotaulukolle (LUT) digitaalinen tieto vahvistettavan signaalin verhoikäyrästä. Tämä tieto on olemassa kantataajuuspuolella joka tapauksessa, joten tiedon saaminen radiotaajuusosienkin käyttöön ei pitäisi olla ongelma. Arvotaulukkoon on talletettu tieto kutakin signaalin tehotasoa vastaavasta optimitoimintapisteestä. Yksinkertaisimmillaan arvotaulukko voidaan toteuttaa muistipiirillä, jossa tehotason osoittamassa muistiosoitteessa on talletettuna oikean esijännityksen osoittava luku. Digitaalinen tieto esijännityksestä muutetaan analogiseen muotoon digitaali-analogiamuuntimella. Näin saadulla jännitteellä voidaan ohjata suoraan transistorin hilaa. Ongelmaksi käytännön toteutuksessa voi muodostua WCDMA-signaalin suuri kaistanleveys. Nykyiset muistipiirien ja digitaali-analogiamuuntimien nopeus on riittävä tähän tarkoitukseen. Vielä on kuitenkin epäselvää, miten näin nopea toimintapisteen vaihtelevuus vaikuttaa itse transistorin toimintaan. Jos säätöä ei saada toimimaan signaalitaajuudella, on toinen vaihtoehto toteuttaa toimintapisteen säätö järjestelmän tehon säädön tahdissa. Koska tehon säädön taajuus (1600 Hz) on paljon alhaisempi kuin signaalitaajuus (4,096 MHz), on myös toimintapisteen säätö tällä nopeudella selvästi helpompaa.



Kuva 5.2: Aktiivisen toimintapisteen säädön yksi toteutusmahdollisuus.

Vahvistimen lineaarisuuden parantamiseen aktiivisen toimintapisteen säädön avulla voidaan pyrkiä eri tavoilla. Yksi tapa on pyrkiä asettamaan toimintapiste siten, että saadaan kumottua vahvistimessa ilmenevä AM-AM-säröytyminen. Tällaista menettelyä on havainnollistettu kuvassa 5.3. Kuvaan on piirretty kuvitellun vahvistimen vahvistuskäyriä eri toimintapisteissä ulostulotehon funktiona. Kuvan mukaisesti toimintapistettä valittaessa ei vahvistimesta

pyritä saamaan maksimivahvistusta, vaan tyydytään muutamaa desibeliä pienempään vahvistukseen. Kun tavoitellun vahvistuksen määrä on päätetty, valitaan hetkellinen toimintapiste signaalin verhoikäyrän amplitudin mukaan siten, että haluttu vahvistus saavutetaan. Korvaukseksi menetetystä vahvistuksesta saadaan itseisarvoltaan vakiosuuruinen vahvistus laajalla dynamiikka-alueella. Tällä tavoin vahvistus pysyy tasaisena vielä suurillakin tehotasoilla, missä vahvistus muutoin vähenisi voimakkaasti. Parantuneen lineaarisuuden lisäksi näin voitaisiin parantaa myös vahvistimen hyötysuhdetta, koska vahvistin toimii selvästi AB-toimintaluokassa suurimman osan ajasta ja vain käväisee A-toimintaluokassa tarvittaessa. [33]



Kuva 5.3: Transistorin hetkellisen toimintapisteen valinta.

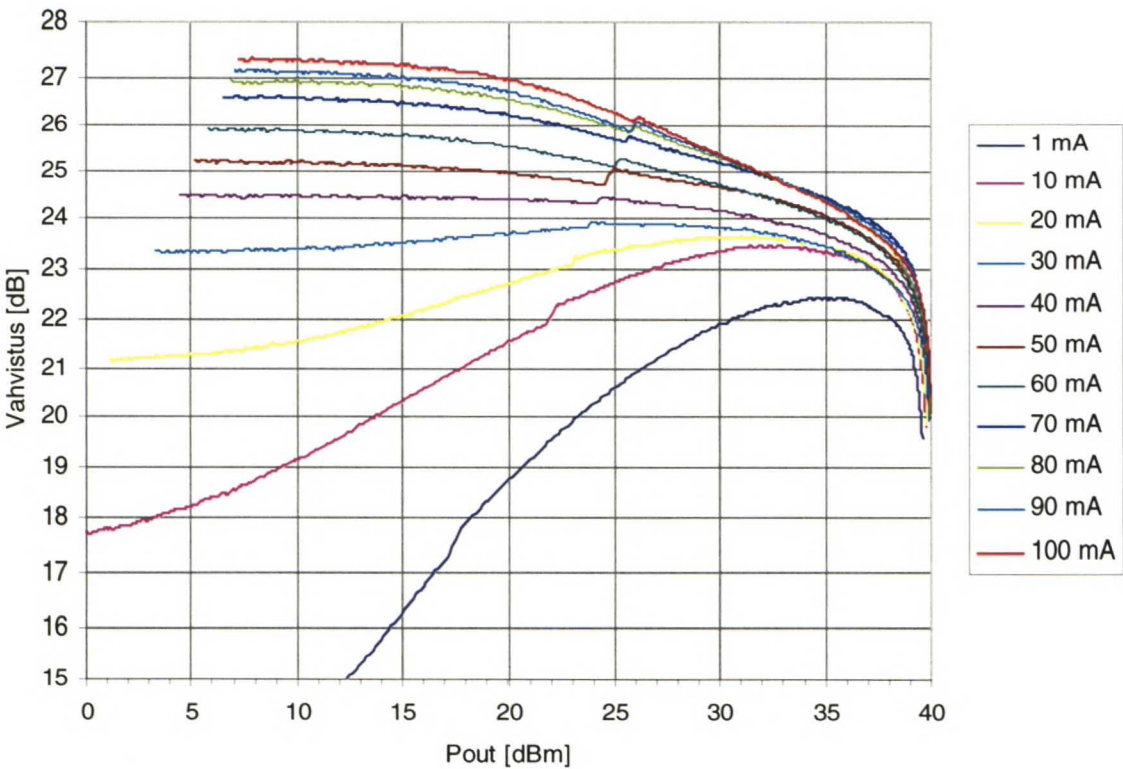
Toinen keino käyttää aktiivista toimintapisteen säätöä hyväksi tehovahvistimen linearisoinnissa on pyrkiä minimoimaan suoraan ACPR. Tällainen päämäärä perustuu oletukseen, että ACPR saadaan minimoitua erilaisen keskimääräisen tehotason omaavilla signaaleilla erilaisissa toimintapisteissä. WCDMA-järjestelmässä signaalin keskimääräistä tehotasoa muutetaan tehonsäädöllä. Näin ollen toimintapisteen säätökin tapahtuu tässä tapauksessa tehosäädön nopeudella. WCDMA-järjestelmän tehonsäätöjen dynamiikka-alueita ei ole vielä lopullisesti päätetty, mutta niiden suuruusluokat on jo hyvin selvillä. Matkapuhelimesta tukiasemaan päin säätöalue tulee olemaan luultavasti 70 dB (myös 80 dB on ehdotettu) ja tukiasemasta matkapuhelimeen päin säätöalue tulee olemaan selvästi pienempi eli noin 20 dB yhden käyttäjän signaalia kohden [5]. ACPR:n minimoimisella saadaankin luultavasti parempia tuloksia aikaan matkapuhelimen tehovahvistimessa kuin tukiaseman tehovahvistimessa, johtuen matkapuhelimen suuremmasta tehosäätö dynamiikasta ja pienemmästä huippukertoimesta. Tukiasemassa eivät lähettävän signaalin keskimääräisen tehon muutokset ole kovin suuria. Jokaisen käyttäjän tuottamalla signaalilla on oma noin 20 dB:n tehon säätönsä ja lähetettävä WCDMA-signaali muodostuu summana näistä kaikista. Näin yksittäiset tehosäädöt kumoavat toistensa vaikutusta keskimääräisen signaalitehon muutoksiin. Matkapuhelimessa tehosäätö vaikuttaa suoraan suuruutensa verran lähetettävän signaalin keskimääräiseen tehoon. On myös oletettavissa, että ACPR:n minivoiva toimintapiste on helpommin

löydettävissä matkapuhelimessa kuin tukiasemassa, koska signaalin teho on pienemmän huippukertoimen myötä keskittynyt kapeammalle tehoalueelle.

5.3 Mittauksia

Mittauksien avulla tutkittiin aluksi mahdollisuutta kompensoida vahvistimen AM-AM-säröytymistä aktiivisen toimintapisteen säädön avulla. Tätä tarkoitusta varten mitattiin kolmiasteisen vahvistimen AM-AM- ja AM-PM-käyttäytymiset ulostulotehon funktiona erilaisissa toimintapisteissä. Mittauksissa käytettiin jo aiemminkin käytettyä liitteessä 6 esitettyä mittauskytkentää. Hilan toimintapistettä on säädetty esijännitepiiriin sijoitetulla säätövastuksella ja ainoastaan kolmannen asteen transistorin toimintapistettä on säädetty. Toimintapiste on mittauksissa määritetty hilajännitteen sijaan esijännitysnieluvirran avulla. Kuvissa 5.4 ja 5.5 on esitetty mitatut AM-AM- ja AM-PM-käyrät esijännitysnieluvirroilla 1 – 100 mA.

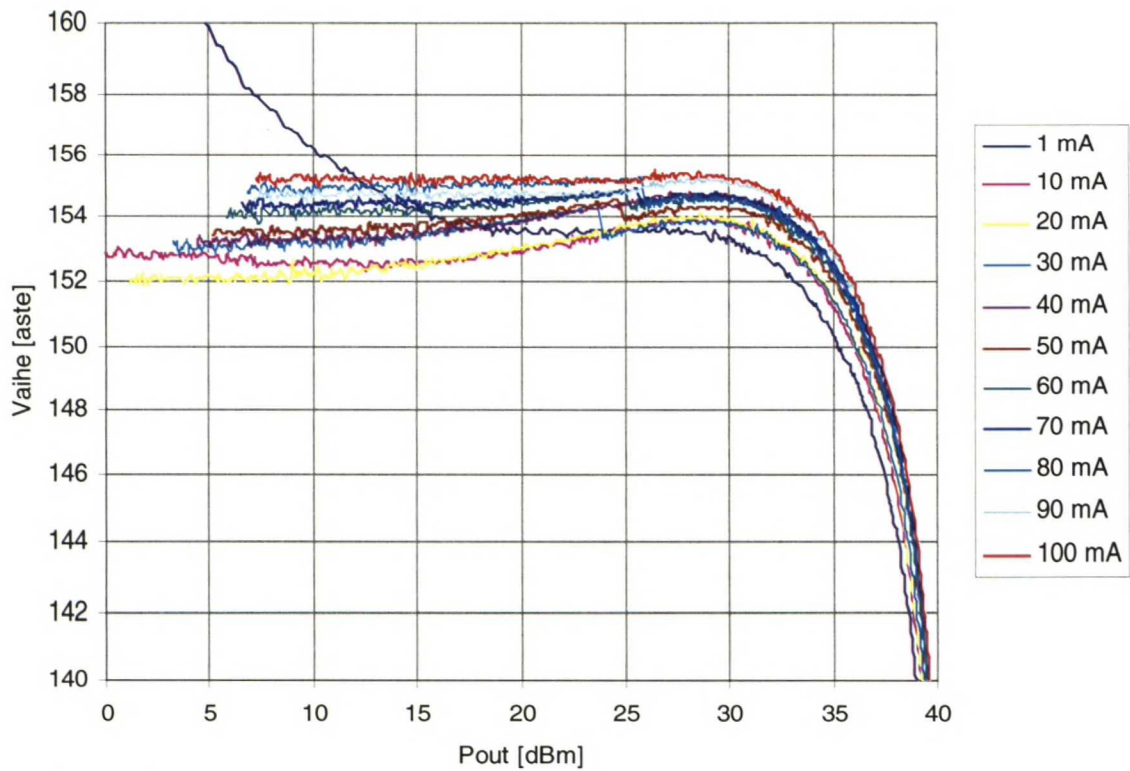
Kuvasta 5.4 havaitaan, että valitsemalla nieluesivirraksi 40 mA, saadaan vahvistus pysymään tasaisena aina noin 30 dBm:n ulostulotehoon asti. Tämän perusteella toimintapistettä ei ole tarpeen säätää aktiivisesti tätä pienemmillä tehotasoilla. Suuremmilla ulostulotehoilla kuin 30 dBm on mahdollista nostaa nieluesivirtaa, minkä seurauksena vahvistus kasvaa ja siten kompensoi ulostulotehon kasvusta aiheutuneen vahvistuksen vähenemisen. Tällä tavoin vahvistus voitaisiin pitää vakiona 36 dBm:n ulostulotehoon asti. Kompensoinnin toteuttaminen edellyttäisi nieluesivirran säätämistä välillä 40 – 70 mA. Ilman toimintapisteen muutosta vahvistus putoaa noin 1 dB:n piensignaaliarvostaan 36 dBm:n ulostuloteholla. Ylimääräistä ulostulotehoa ei mittauksen perusteella tällaisella toimintapisteen säädöllä ole saavutettavissa.



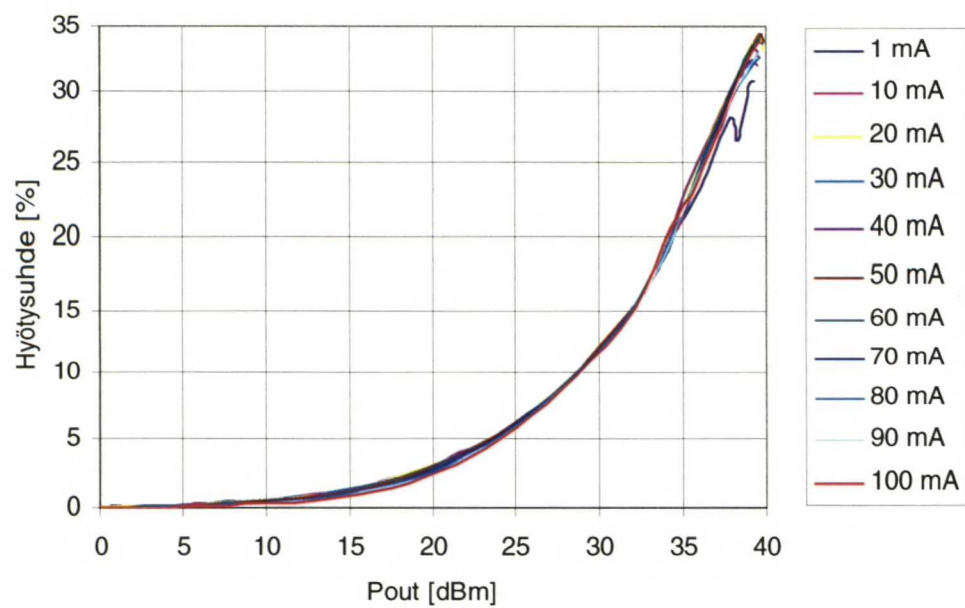
Kuva 5.4: AM-AM-käyttäytyminen toimintapisteen funktiona.

Kuvasta 5.5 nähdään vahvistuksen vaiheen käyttäytyvän siististi kaikilla nieluesivirroilla lukuun ottamatta arvoa 1 mA pienillä tehotasoilla. Tosin vahvistus tässä toimintapisteessä

tällä alueella on niin pieni, ettei vahvistimen käyttö tällä tavoin olisi mielekästä muutenkaan. Se, että vahvistuksen vaihe ei riipu voimakkaasti toimintapisteestä, on edellytys aktiivisen toimintapisteen säädön käytölle AM-AM-vääristymisen korjaamiseen. Suunnitelluilla 40 – 70 mA:n esijännitysnieluvirroilla vahvistuksen vaiheen vaihtelu toimintapisteen mukaan on niin vähäistä, ettei sitä tarvitse huomioida mahdollisessa aktiivisessa toimintapisteen säädössä.



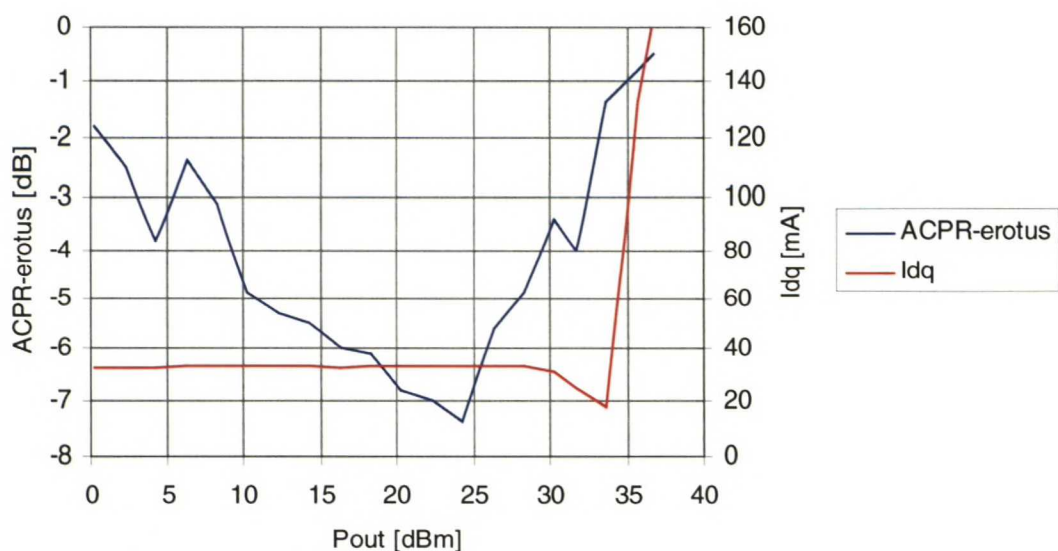
Kuva 5.5: AM-PM-käyttäytyminen toimintapisteen funktiona.



Kuva 5.6: Hyötysuhde ulostulotehon ja toimintapisteen funktiona.

Toinen päämäärä lineaarisuuden lisäksi, jota aktiivisella toimintapisteen säädöllä voidaan tavoitella, on vahvistimen hyötysuhteen parantaminen. Tämän tutkimiseksi mitattiin vahvistimelle kaavan (2.5) mukainen nieluhyötysuhde ulostulotehon funktiona eri toimintapisteisissä. Mittauksesta saadut tulokset on esitetty kuvassa 5.6. Mittauksessa käytettiin muuten samaa mittauskytkentää kuin mikä on esitetty liitteessä 8, mutta spektrianalysaattori korvattiin RF-tehomittarilla (Marconi Instruments 6960B). Testisignaalinä käytettiin 2,14 GHz:n taajuista sinisignaalia. Mittaustuloksista havaitaan, ettei hilan esijännityksen säädöllä ole saavutettavissa merkittävää parannusta hyötysuhteeseen, vaan hyötysuhde määräytyy lähes yksinomaan ulostulosignaalin tehotason mukaan.

Edellisessä kohdassa 5.2 esitettiin ajatus toimintapisteen aktiivisesta säätämisestä ACPR:n minimoimiseksi. Tämän ajatuksen toimivuutta on tutkittu seuraavalla mittauksella. Mittauksessa on käytetty jo aiemminkin ACPR-mittauksessa käytettyä liitteessä 8 esitettyä mittauskytkentää. Testisignaalinä on käytetty WCDMA-signaalia, jossa on perch-kanavan lisäksi vain yksi liikennekanava. Tällaisen testisignaalin käyttöön päädyttiin, koska se vastaa parhaiten matkapuhelimen lähettämää signaalia ja matkapuhelimessa ACPR:n minimointi tällä tavoin on mielekkäämpää kuin tukiasemassa. Mittauksessa mitattiin ensin vahvistimen ACPR ulostulotehon funktiona siten, että nieluesivirta (I_{dq}) pidettiin vakiona 75 mA:ssa, mikä on valmistajan suosittelema arvo nieluesivirrälle. Tämän jälkeen vastaava mittaus toistettiin säätäen I_{dq} kullakin ulostuloteholla sellaiseksi, että ACPR saatiin mahdollisimman pieneksi. Mittaus 75 mA:n esijännitysvirralla tehtiin, vaikka tulokset tästä mittauksesta oli jo olemassa (esitetty kuvassa 4.8). Tekemällä mittaus uudestaan voitiin varmistua siitä, että mittausjärjestely näissä kahdessa mittauksessa oli sama. Kunkin ulostulotehotason ACPR:ksi valittiin sen kanavan (ylemmän tai alemman viereisen kanavan) ACPR, joka oli huonompi. Eri tapauksissa saadut ACPR-arvot on vähennetty toisistaan eli mittaustuloksista näkyy kuinka paljon ACPR on parantunut aktiivisen toimintapisteen säädön myötä. Mittaustulokset on esitetty kuvassa 5.7, johon on myös esijännitysvirta, jolla kyseinen ACPR on saavutettu.



Kuva 5.7: ACPR:n minimointi aktiivisella toimintapisteen säädöllä.

Kuvasta 5.7 nähdään, että toimintapisteellä on selvä vaikutus ACPR:n suuruuteen. Enimmillään parannusta saatiin aikaan yli 7 dB muuttamalla toimintapistettä. Samasta kuvasta havaitaan myös, ettei toimintapisteen aktiivisella säätämisellä saavuteta merkittävää hyötyä, koska ACPR:n toimintapiste pysyy vakiona aina suurille ulostulotehoille saakka. Vahvisti-

men alkaessa kompressoitua saadaan ACPR hieman paremmaksi nostamalla esivirtaa voimakkaasti, mutta tässä vaiheessa toimintapisteen muutoksella aikaan saatu parannus on enää alle yhden desibelin. Mittauksesta havaitaankin, ettei valmistajan MRF282Z:lle suosittelema toimintapiste ($I_{d_q} = 75$ mA) ole ACPR:n kannalta hyvä. Parhaaseen tulokseen ACPR:n kannalta ainakin tällä prototyyppivahvistimella päästään, jos esivirraksi valitaan 32 mA. Mielenkiintoinen havainto olikin se, että esimerkkimme AB-luokan vahvistimen ACPR huononee, kun sen nieluesivirtaa kasvatetaan ja siten toimintapistettä siirretään lähemmäksi A-luokkaa. Toinen mielenkiintoinen havainto oli, että toimintapisteessä jossa ACPR oli pienimmillään, oli molempien viereisten kanavien ACPR kutakuinkin sama. Kun tätä toimintapistettä muutetaan, aluksi toisen viereisen kanavan ACPR paranee ja toisen huononee.

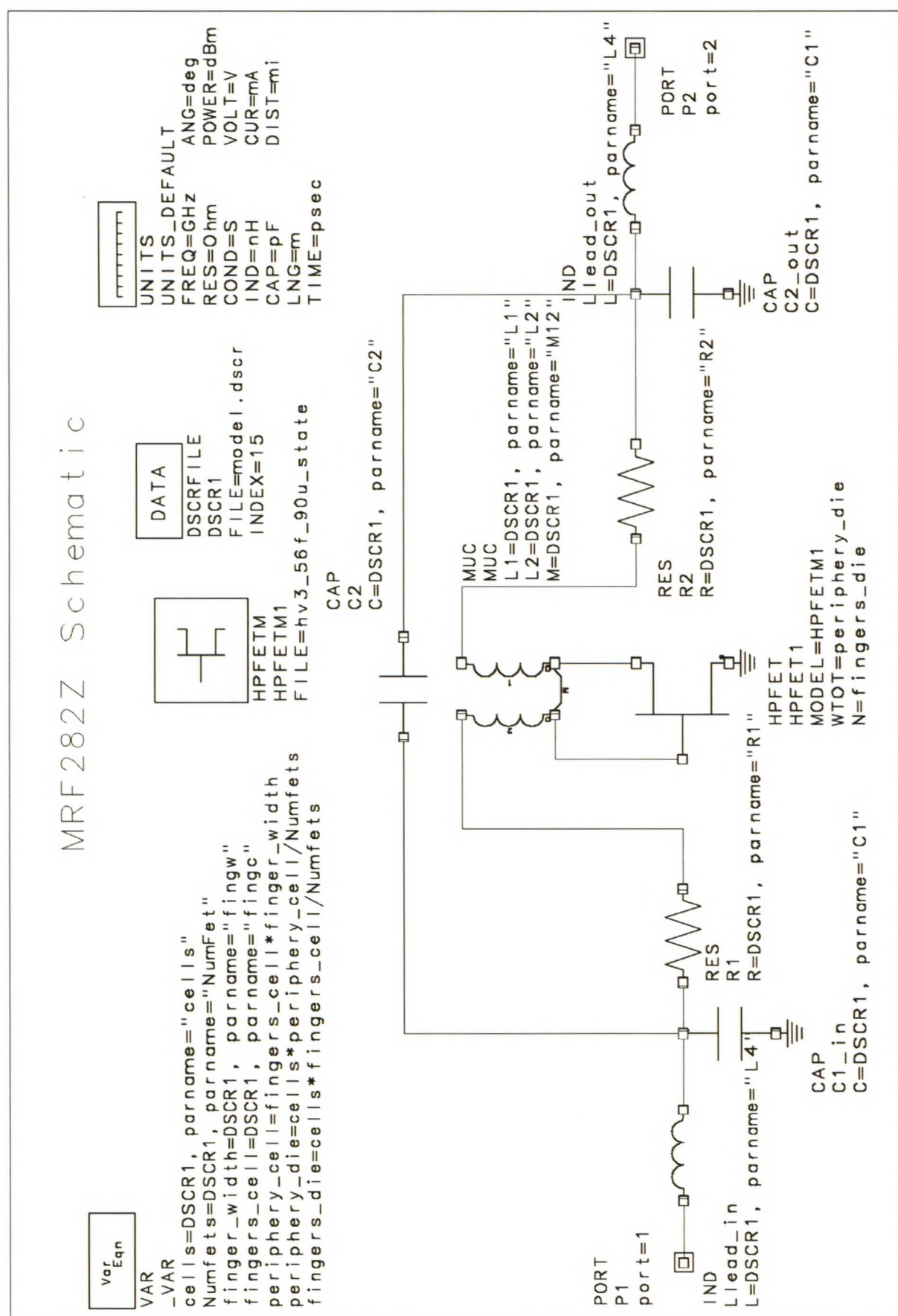
Näiden muutamien mittausten perusteella, joiden tulokset on tässä kappaleessa esitetty, ei löytynyt keinoa aktiivisella toimintapisteen säädöllä ratkaisevasti parantaa vahvistimen lineaarisuutta tai hyötysuhdetta. Toisaalta mittausten perusteella osoitettiin jo ennaltakin tiedetty tosiasia, että käytetyllä transistorin toimintapisteellä on tärkeä merkitys vahvistimen ominaisuuksiin. LDMOS-transistorin tapauksessa kuitenkin osoittautui, että hyvään lineaarisuuteen laajalla ulostulotehoalueella päästään samaa toimintapistettä käyttäen. Aktiivista toimintapisteen säätöä tarkemmin tutkimalla voisi hyvinkin olla mahdollista löytää keino parantaa vahvistimen lineaarisuutta merkittävästi. Tässäkin tapauksessa vaikuttaa erittäin epätodennäköiseltä, että saavutetut tulokset olisivat niin hyviä, ettei WCDMA-tukiaseman tehovahvistimessa tarvittaisi erillistä linearisointia lineaarisuusvaatimusten täyttämiseksi. Näin ollen aktiivinen toimintapisteen säätö tulisi mitä todennäköisimmin olemaan ennemminkin varsinaisen linearisointimenetelmän lisänä kuin sen korvaajana.

vahvistinten kanssa. On täysin mahdollista, että eri menetelmät toimivat parhaiten esimerkiksi erityyppisillä transistoreilla toteutetuissa vahvistimissa. Itse koin tehovahvistimen suunnittelussa suurimmaksi ongelmaksi puutteet käytettävissä olevissa epälineaarisissa transistorimalleissa. Käyttämäni transistorimallit eivät simuloineet kelvollisesti suunniteltavan vahvistimen lineaarisuusominaisuuksia. Näin lineaarisuuden optimointi joudutaan tekemään yrityksen ja erehdyksen -periaatteella laboratoriossa. Simulointimallit ovat parantuneet ja alan yleinen tietämys lisääntynyt viimeisten vuosien kuluessa, mutta yhä epälineaariseen piirisuunnitteluun ja käytettyihin työkaluihin liittyy pahoja puutteita. Onkin toivottavaa, että kolmannen sukupolven matkaviestimiin liittyvä innostus edesauttaa myös tämän alan nopeaa kehittymistä.

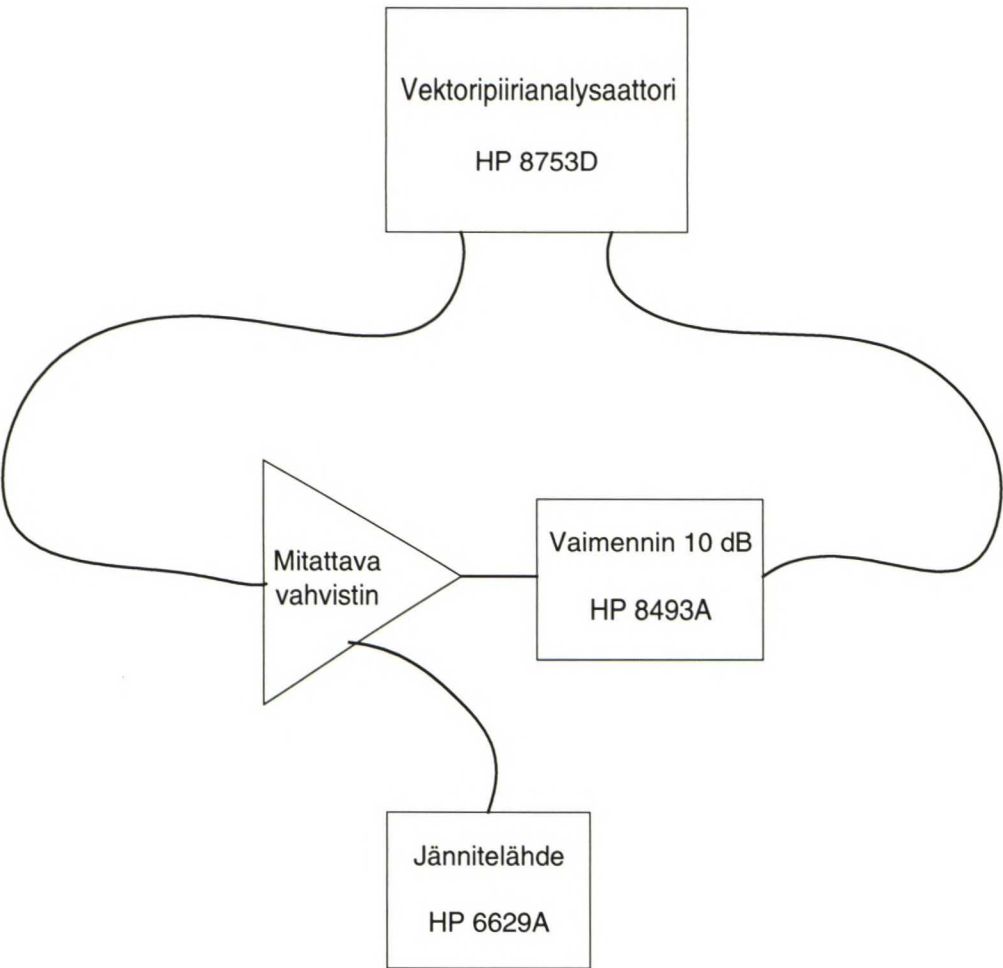
KIRJALLISUUSVIITTEET

- [1] L. Larson, *RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications*. Norwood MA, Artech House, 1996, 411s.
- [2] *CDMA Communication Principles- kurssin kurssimateriaali*. Oulun Yliopiston Tietoliikennelaboratorio, 23.2.1998, 165 s.
- [3] T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*. Malabar, Florida, Krieger Publishing Company, 1991, 326 s.
- [4] A. Lehto, A. Räisänen, *Mikroaaltomittaustekniikka*. Espoo, Otatieto OY, 1995, 215 s.
- [5] Keskusteluita työtovereiden kanssa.
- [6] A. Lehto, A. Räisänen, *RF- ja Mikroaaltotekniikka*. Espoo, Otatieto OY, 1994, 250 s.
- [7] D. Schick, "Creating CDMA Signals For Amplifier Testing" *Microwaves & RF*, March 1998, s. 127-135, 155-156.
- [8] L. Sundström, *Digital RF Power Amplifier Linearisers – Analysis and Design*. Department of Applied Electronics Lund University, 1995, 63 s.
- [9] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 1998, 335 s..
- [10] G. Heftman, "GaAs, MOS, Bipolar Vie For Power Applications", *Microwaves&RF*, July 1998, s. 31-39.
- [11] J. Bouny, "Advantages of LDMOS in High Power Linear Amplification", *Microwave Engineering*, April 1996
- [12] S. Novis, L. Pelletier, "IMD Parameters Describe LDMOS Device Performance", *Microwaves&RF*, July 1998, s. 69-74.
- [13] "60 And 120 W, 2 GHz LDMOS FETs", *Microwave Journal*, September 1998, s. 188-190.
- [14] D. Root, M. Pirola, S. Fan, W. Anklam, A. Cagnata, "Measurement-Based Large-Signal Diode Modeling Systemfor Circuit and Device Design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 41. No. 12, December 1993, s. 2211-2217.
- [15] M. Demmler, P. J. Tasker, M. Schlechtweg, "A Vector Corrected High Power On-Wafer Measurement System with a Frequency Range for the Higher Harmonics up to 40 GHz", *24th European Microwave Conference*, Cannes 1994, s 1367-1372.
- [16] S. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, Piscataway, NJ, IEEE Press, 1997, 478 s.
- [17] G. Gonzalez, *Microwave Transistor amplifiers: Analysis and Design*, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 1997, 506 s.

- [18] G. Vendelin, A. Pavio, U. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Non-linear Techniques*, New York, NY, A Wiley-Interscience publication, 1990, 757 s.
- [19] J. Staudinger, "Multiharmonic Load Termination Effects on GaAs MESFET Power Amplifiers", *Microwave Journal*, April 1996, s. 60-77.
- [20] Q. Wu, H. Xiao, F. Li, "Linear RF Power Amplifier Design for CDMA Signals: A Spectrum Analysis Approach", *Microwave Journal*, December, 1998, s. 22-28, 34-40.
- [21] K. Tiepermann, "Understand The Basics Of WCDMA signal generation", *Microwaves&RF*, December, 1998, ss.83-86.
- [22] N. de Carvalho, J. Pedro, "Simulation of Multi-Tone Distortion and Spectral Regrowth Using Spectral Balance", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Vol. 2, Baltimore 1998, ss.729-732.
- [23] M. Bellis, *The 1998 Back to Basics Seminar*, Hewlett Packardin järjestämän seminaarin kurssimateriaali, s. 287-288.
- [24] J. Wolf, "Measurement of adjacent channel power on wideband CDMA signals", *Rohde&Schwarz: Application Note 1EF40_0E*, 1998, 6 s.
- [25] J. Wolf, "Dynamic Range Is Key When Measuring WCDMA Signals", *Wireless Systems Design*, January, 1999, s. 35-40.
- [26] I. Urväs, *Gain control in a power amplifier with Cartesian feedback linearization*, Diplomityö, Radiolaboratorio, Teknillinen Korkeakoulu, 1997, 59 s.
- [27] E. Ballesteros, F. Pérez, J. Pérez, "Analysis and Design of Microwave Linearized Amplifiers Using Active Feedback", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, No. 3 March 1988, s. 499-504.
- [28] Y. Hu, J. Mollier, J. Obregon, "A new Method of Third-Order Intermodulation Reduction in Nonlinear Microwave Systems", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 34 No. 2, February 1986, s. 245-250.
- [29] P. Kenington, "Methods Linearize RF Transmitters And Power Amps, Part 2", *Microwaves&RF*, January, 1999, s. 79-89.
- [30] O. Tapio, *RF-tehovahvistimen linearisointi adaptiivisella digitaalisella esisäröytyksellä*, Diplomityö, Sähkötekniikan osasto, Oulun yliopisto, 1998, 41 s.
- [31] P. Kenington, "Methods Linearize RF Transmitters And Power Amps, Part 1", *Microwaves&RF*, December, 1998, s. 102-116.
- [32] P. Asbeck, J. Mink, T. Itor, G. Haddad, "Device and Circuit Approaches for Next-Generation Wireless Communications", *Microwave Journal*, February, 1999, s. 22-42.
- [33] T. Hakala, O. Pöllänen, "Power Amplifier Unit", *International Patent Application: 89892/VRD*, 15 s.

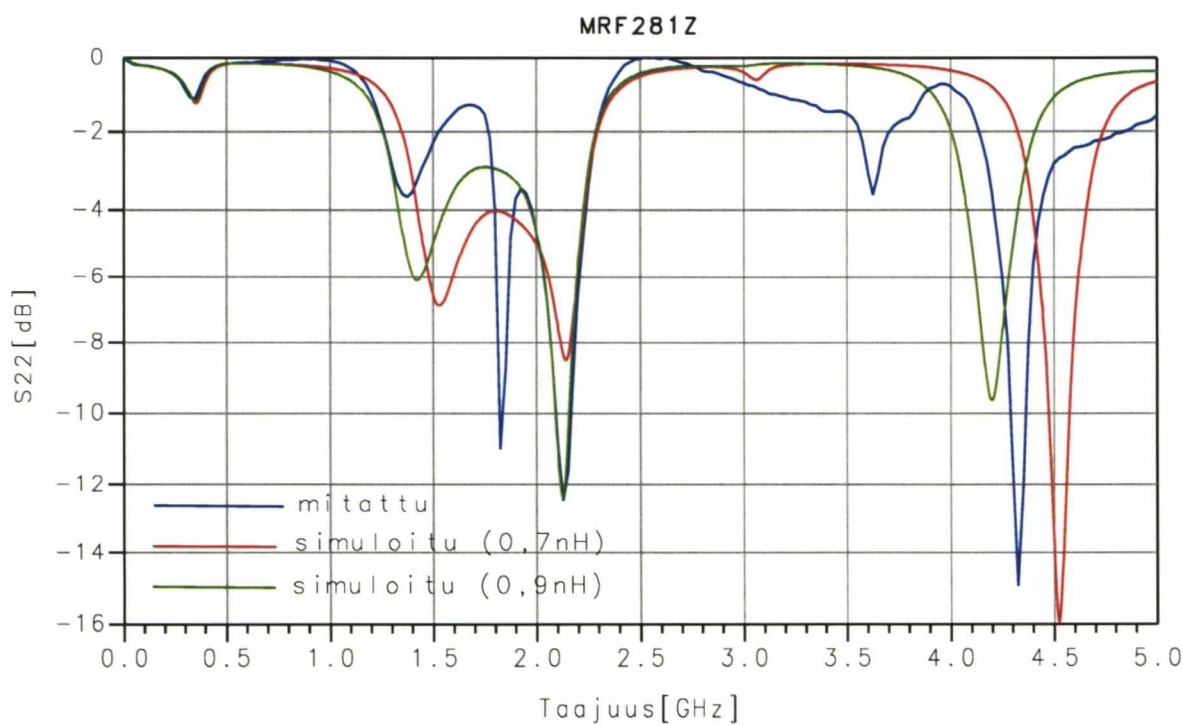
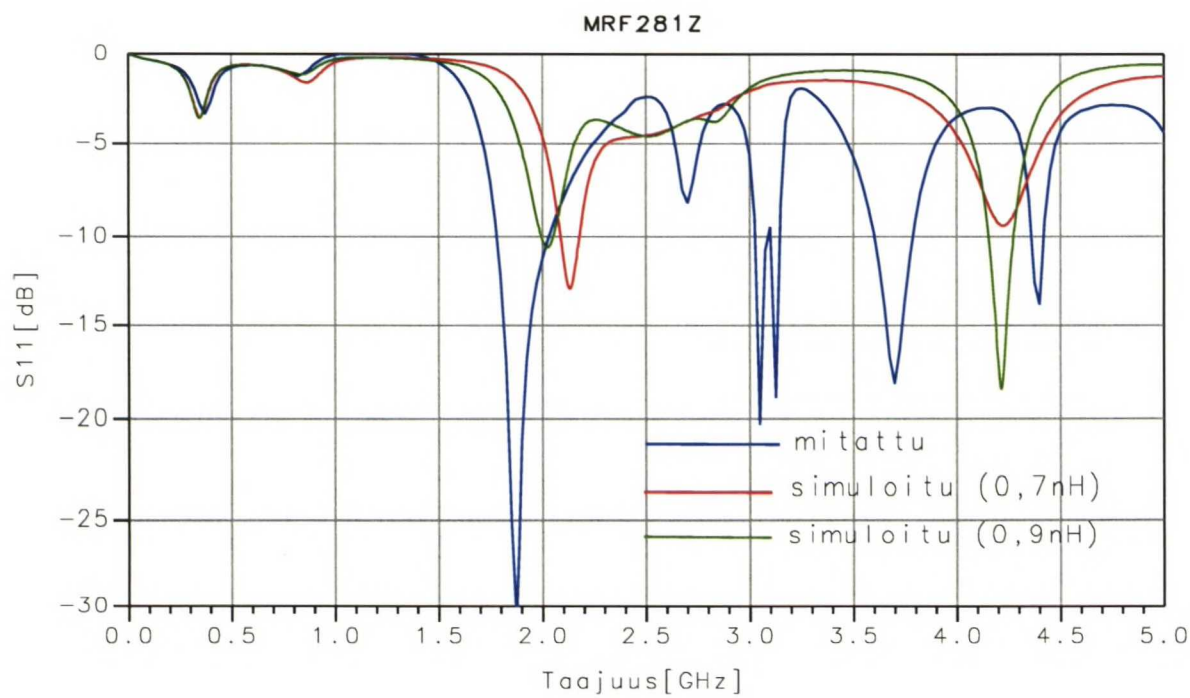


LIITE 2: Vahvistimien piensignaali-S-parametrien mittauskytkentä.

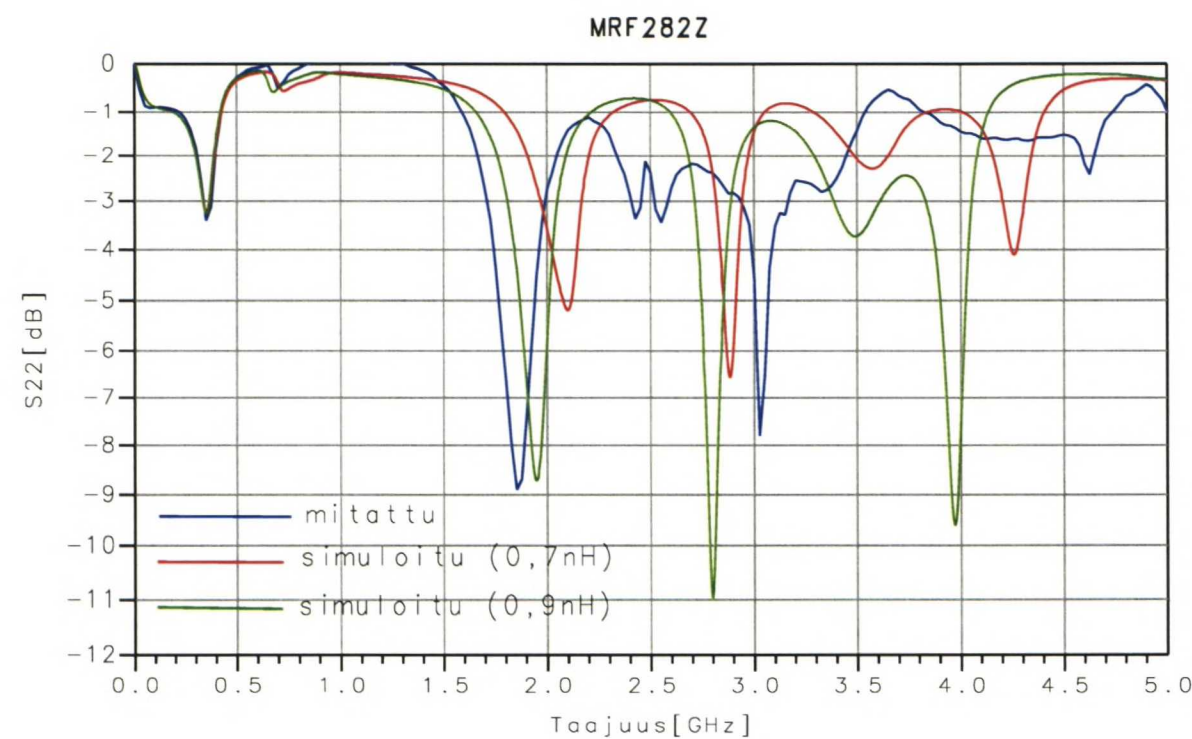
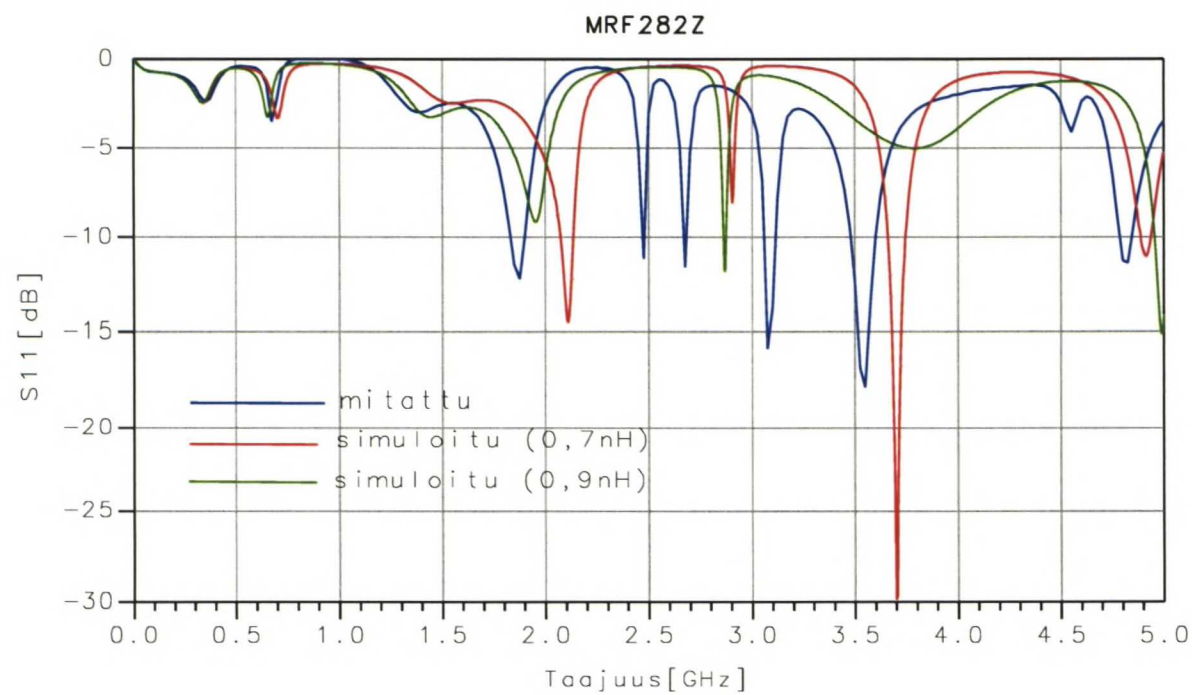


Piirianalysaattorin testisignaalin tehotaso on 0 dBm. Tällaisella signaalitasolla vahvistimien voidaan ajatella vielä toimivan piensignaaliolosuhteissa, jolloin S-parametrien mittaaminen on mielekästä. Vahvistimen ulostuloon on sijoitettu 10 dB:n vaimennin. Vaimentimen tarkoituksena on estää piirianalysaattorin vaurioituminen siinä tapauksessa, että vahvistin alkaisi jostain syystä värähdellä. Vahvistimen vaikutus voidaan poistaa kalibroinnilla, joten se ei näy mittaustuloksissa. Paljon suurempaa vaimenninta kuin 10 dB ei voida käyttää, jos halutaan saada mitatuksi myös S_{22} . Käytettäessä 10 dB:n vaimenninta aiheutuu S_{22} -mittaukseen 20 dB:n vaimennus, koska portista 2 lähtenyt ja vahvistimesta takaisin porttiin 2 heijastunut testisignaali kulkee vaimentimen läpi kahdesti. 20 dB:n vaimennus ei vielä ole ongelma käytetyn piirianalysaattorin herkkyydelle.

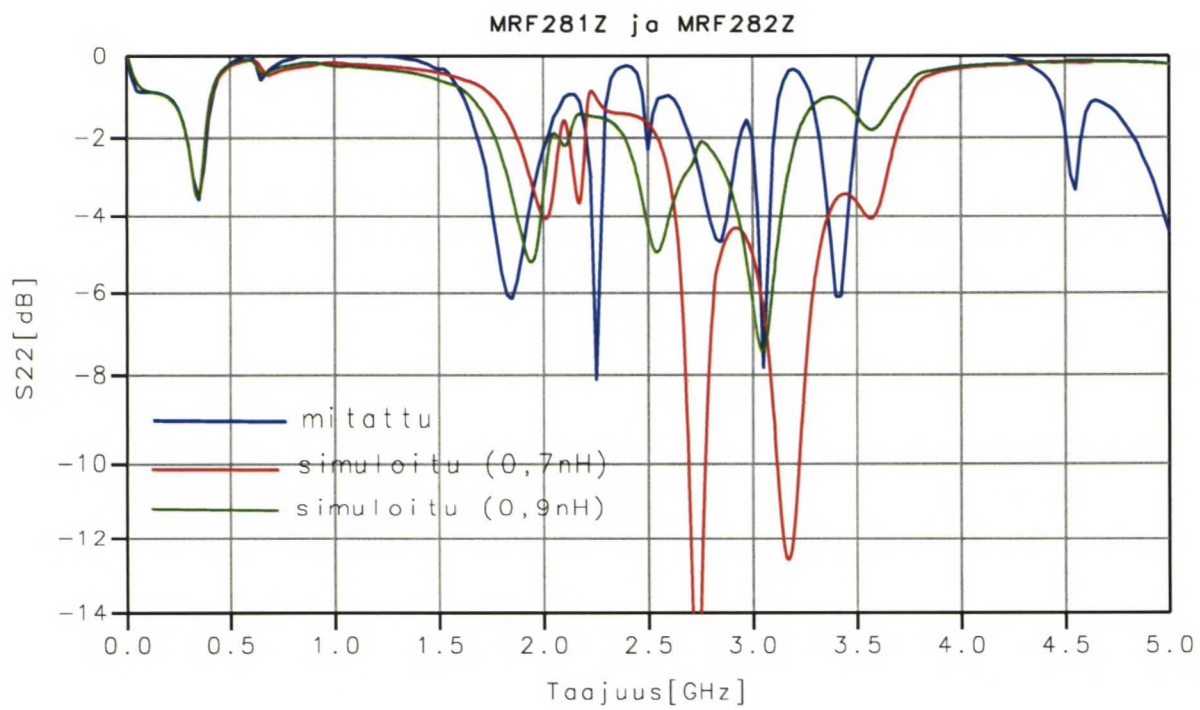
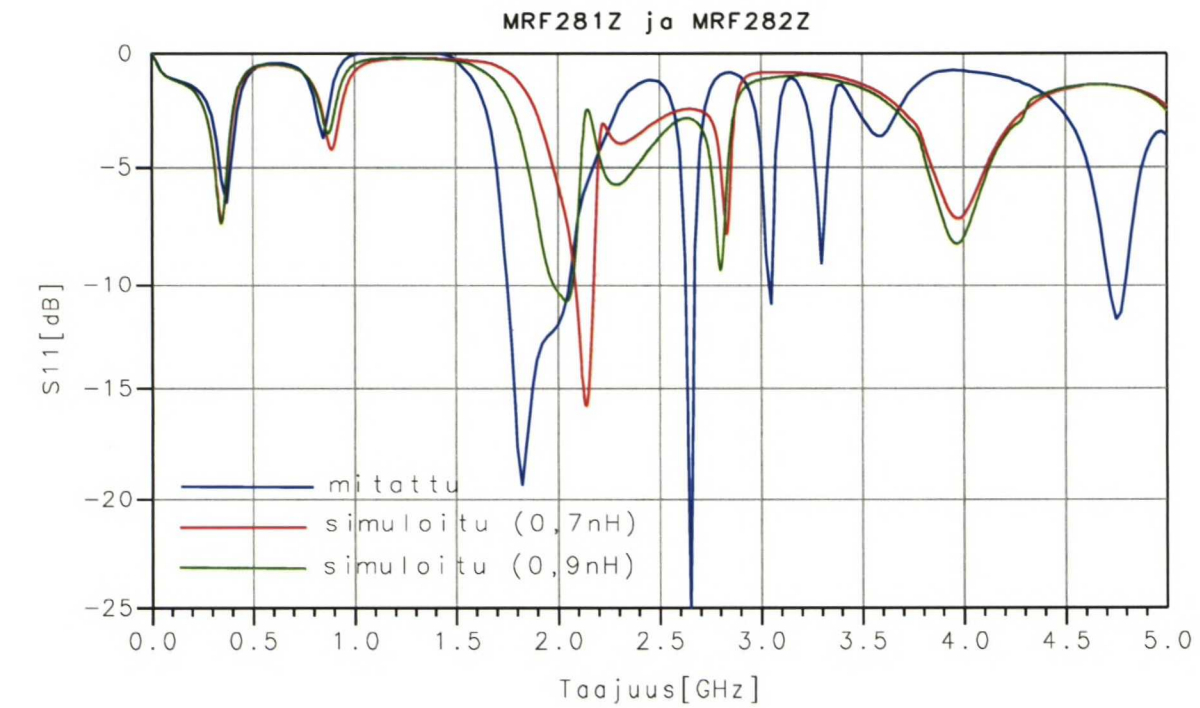
LIITE 3: Yksiasteisen (MRF281Z-transistori) vahvistimen S_{11} - ja S_{22} -parametrit.



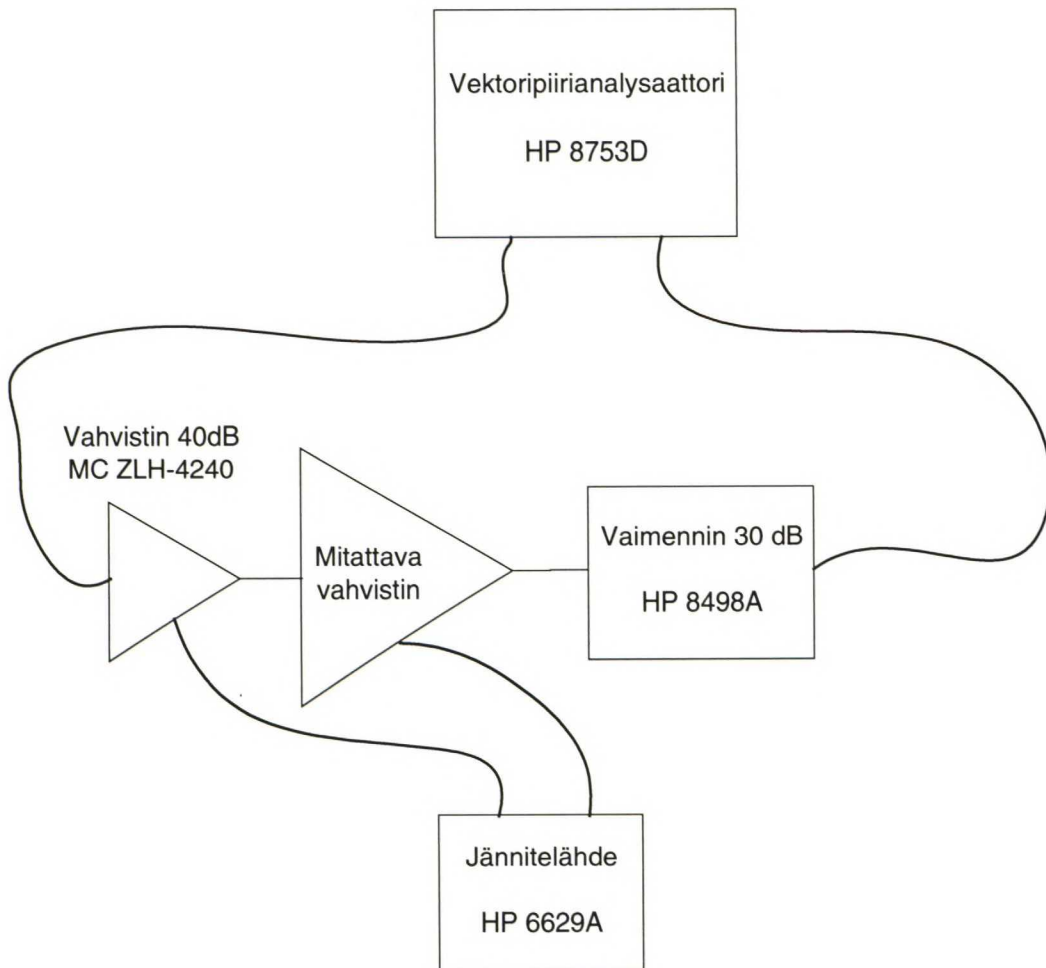
LIITE 4: Yksiasteisen (MRF282Z-transistori) vahvistimen S_{11} -ja S_{22} -parametrit.



LIITE 5: Kaksiasteisen vahvistimen S_{11} -ja S_{22} -parametrit.

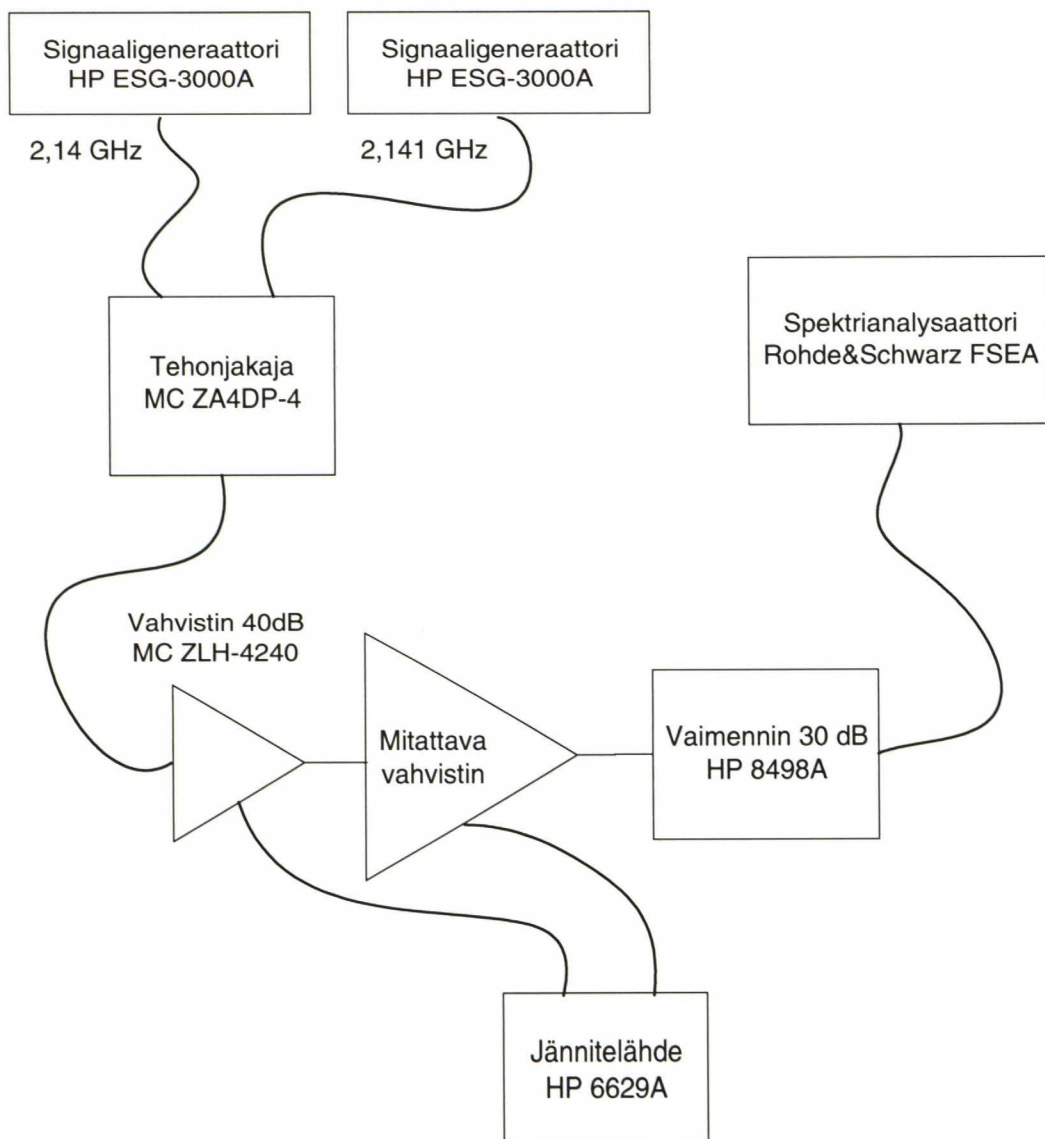


LIITE 6: AM-AM- ja AM-PM-mittauksessa käytetty mittauskytkentä.



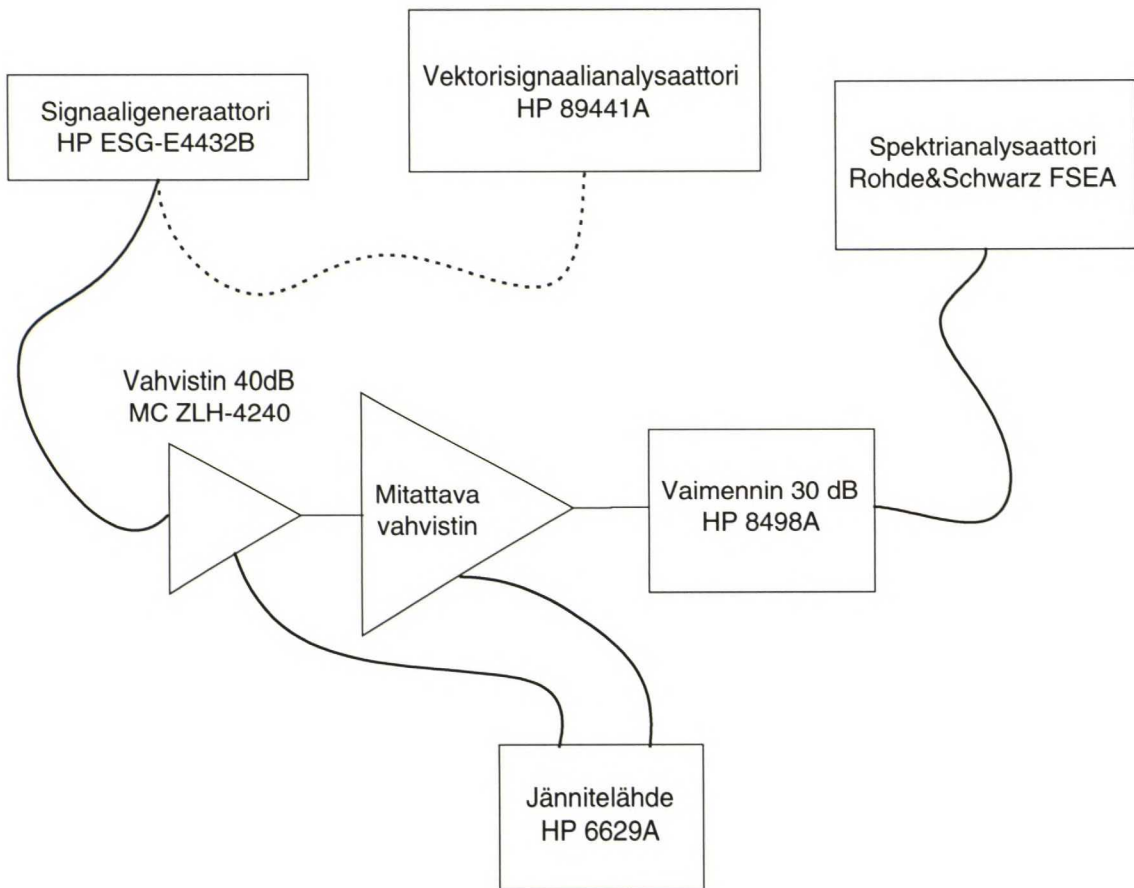
Mitattavan vahvistimen tehopyyhkäisy suoritettiin $-20 - +20$ dBm sisääntulotehoilla ja testisignaalin taajuutena oli 2,14 GHz. Pyyhkäisyajaksi valittiin 10 s. Näin pitkällä pyyhkäisyajalla transistorit ehtivät lämmetä signaalitasoa vastaavaan lämpötilaan. Näin pyrittiin eliminomaan transistorien lämpenemisen vaikutus mittaukseen. HP:n 8498A piirianalysaattorissa tehopyyhkäisy joudutaan tekemään valitun 25 dB:n suuruisen tehoalueen sisällä. Piirianalysaattori ei pysty vaihtamaan tehoaluetta automaattisesti, jos mittauksessa käytetään kalibrointidataan perustuvaa tulosten korjausta. Mittaus joudutaan näin suorittamaan kahdessa osassa, koska yhdellä pyyhkäisyllä ei voida kattaa koko haluttua 40 dB:n mittausaluetta. Mitattavan vahvistimen edessä joudutaan käyttämään esivahvistinta, koska piirianalysaattorista ei saada tarvittavaa $+20$ dBm:n ulostulotehoa. Esivahvistimena toimii Mini-Circuitsin laboratoriovahvistin, jolle valmistaja ilmoittaa 1 dB:n kompressiopisteeksi 28 dBm. Esivahvistimen ja vaimentimen vaikutus mittaustuloksiin saadaan kalibroinnilla poistettua. Tällaisessa mittauksessa on kuitenkin oleellista tietää mitattavaan vahvistimeen sisäänmenevän signaalin teho ja tästä syystä joudutaan tutkimaan myös esivahvistimen lineaarisuus. Mittauksen jälkeen esivahvistimen todettiin olevan riittävän lineaarinen, jotta sen vahvistusta voidaan pitää vakiona käytetyllä tehoalueella (vahvistus 39,3 dB). Piirianalysaattorin ulostulotehoon voidaan siis lisätä suoraan esivahvistimen vahvistus ja näin saadaan mitattavan vahvistimen sisääntuloteho.

LIITE 7: Kaksitaajuustestissä käytetty mittauskytkentä.



Signaaligeneraattorit syöttävät tehotasoiltaan yhtä suuria 2,140 ja 2,141 GHz:n taajuisia sinisignaaleita, jotka yhdistetään yhdeksi signaaliksi Mini-Circuitsin tehojakajalla. Tehoa summatessa kokonaisteho laskee noin 6 dB, koska käytetyssä resistiivisessä tehojakajassa on 4 summausporttia, joista 2 ylimääräistä on päätetty sovitetusti 50 Ω :n kuormilla. Mitattavaan vahvistimeen sisäänmenevien signaalien tehot mitattiin esivahvistimen (MC ZLH-2440) ulostulosta spektrianalysaattorilla ennen varsinaista kaksitaajuusmittausta. Lisäksi mittaamalla todettiin esivahvistimen käytetyllä tehoalueella tuottamien keskinäismodulaatiotulosten olevan tasoltaan niin alhaisia, etteivät ne vaikuta mittaukseen. Toisin kuin vanhemmat laitteet nykyiset hyvät spektrianalysaattorit soveltuvat myös tehomittariksi.

LIITE 8: ACPR-mittauksessa käytetty mittauskytkentä.



Aluksi signaaligeneraattoriin kytketään vektorisignaalianalysaattori, jolla mitataan käytettyjen WCDMA-testisignaalien tehotodennäköisyysjakaumat. ACPR-mittausta varten vektorisignaalianalysaattori irrotetaan ja signaaligeneraattoriin liitetään yhtenäisellä viivalla merkityt laitteet. ACPR-mittaus vaatii laadukkaan spektrianalysaattorin. Käytetyllä spektrianalysaattorilla voidaan mitata ilman erityisjärjestelyjä ACPR-arvoja aina 65 dB:iin asti (virhe alle 0,5 dB) [24]. Mittauksen dynamiikan kannalta on oleellista pitää spektrianalysaattorin sekoittimelle tulevan signaalin tehotaso sopivana. Spektrianalysaattorin dynamiikka on parhaimmillaan tehotasoilla -24 dBm ... -10 dBm [24]. Helpoiten signaalitaso pidetään tällä alueella säätämällä spektrianalysaattorin sisäistä vaimenninta. Kuvasta 4.6 nähdään signaaligeneraattorin tuottaman testisignaalin ACPR:n olevan yli 60 dB. Samasta kuvasta nähdään MC ZLH-4240:lla vahvistetun signaalin ACPR:n olevan noin 53 dB, kun vahvistimen ulostuloteho on 20 dBm. Tämä 20 dBm on suurin tehotaso, jota ACPR-mittauksessa testisignaalinä käytetään. Näin ollen generaattorin ja esivahvistimen vaikutus ACPR-mittaukseen voidaan jättää huomioimatta.

LIITE 9: Kuva toteutetusta kolmeasteisesta vahvistimesta.

